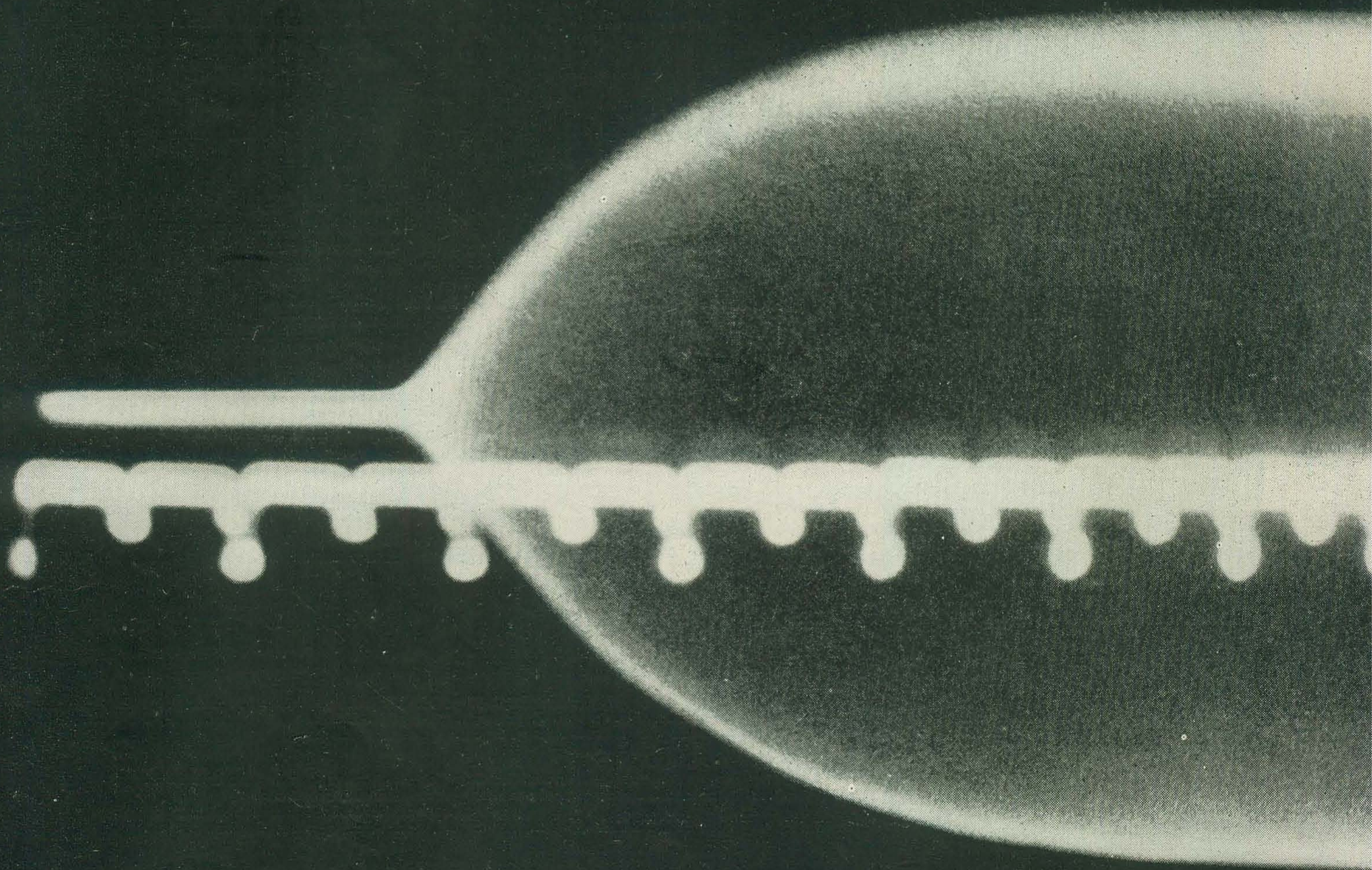
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- PERT – Hilfe in Forschung und Entwicklung
- Berechnung der Diskriminatorschaltung beim Synchrodetektor
- Bauanleitung für ein einfaches Transistorprüfgerät
- Wechselspannungsstabilisierung mit Zenerdioden

23 | DEZEMBER 1965





VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 706

Dipl.-Ing. ök. R. Tiersch und
Dipl.-Ök. Ing. R. Gericke
PERT –
Hilfe in Forschung und Entwicklung 707

Dipl.-Ing. W. Kötitz
Ein neues Funksystem
für bewegliche Funkdienste 709

Wolfgang Klein
Berechnung der Diskriminatorschaltung
beim Synchrodetektor 711

Dipl.-Phys. Heinz Hoffmann und
Dipl.-Phys. Ernst Wilde
Die Elektronik
für ein Kleinmassenspektrometer 714

M. Jansen und H. J. Quadt
Röhreninformationen 33 717

Aus der Reparaturpraxis 719

Labor- und Berechnungsunterlagen (4)
Anwendung der Matrizenrechnung
auf Vierpole 723

K. Stock
Einfaches Transistorprüfgerät 725

Günter John
Bildüberblendeinrichtungen,
Teil 2 und Schluß 726

Ing. F. Buckbesch
Zeitzeichenempfang
im Geodätischen Institut Potsdam,
Teil 1 730

M. Kühnrich
Wechselspannungsstabilisierung
mit Zenerdioden 732

Referate 735

Fachbücher 736

OBSAH

Oznámeni a zprávy 706

Dipl.-Ing. ök. R. Tiersch a
Dipl.-Ök. Ing. R. Gericke
PERT –
pomoc výzkumu a vývoji 707

Dipl.-Ing. W. Kötitz
Nový bezdrátový spojovací systém
pro mobilní stanice 709

Wolfgang Klein
Výpočet diskriminátoru
v případě synchronního detektoru 711

Dipl.-Phys. Heinz Hoffmann a
Dipl.-Phys. Ernst Wilde
Elektronika
hmotového spektrometru 714

M. Jansen a H. J. Quadt
Informace o elektronkách 33 717

Z opravářské praxe 719

Laboratorní a výpočtové podklady (4)
Aplikace maticového počtu
na čtyřpóly 723

K. Stock
Jednoduchý zkoušeč tranzistorů 725

Günter John
Trikové prolínání televizních obrazů,
díl druhý a závěr 726

Ing. F. Buckbesch
Příjem časových signálů
v Geodetickém ústavu v Postupimi (NDR),
díl prvý 730

M. Kühnrich
Stabilizace střídavého napětí
pomocí Zenerových diod 732

Referáty 735

Odborné knihy 736

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 706

Диплом-инж. Р. Тирш и
диплом-инж. Р. Герикке
«ПЕРТ» — система руководства
разработками и исследованиями 707

Аиплом-инж. В. Кётиц
Новая система связи
для передвижных радиослужб 709

Вольфганг Клайн
Расчет дискриминатора
в синхронном детекторе 711

Диплом-физ. Гейнц Хоффман и
диплом-физ. Эрнст Вильде
Электроника
малогабаритного масс-спектрометра 714

М. Янзен и Г. И. Квадт
Информация об электровакуумных
и газоразрядных приборах (33) 717

Из работы ремонтных мастерских 719

Лабораторные и расчетные материалы
Использование матричного исчисления
в теории четырехполюсников (4) 723

К. Шток
Простой испытатель транзисторов 725

Гюнтер Ион
Микшер для перехода
с одного изображения к другому,
ч. 2-я и окончание 726

Инж. Ф. Букбеш
Прием сигналов времени
Геодезического института в Потсдаме,
ч. 1-я 730

М. Кюнрих
Стабилизация переменного напряжения
кремниевыми стабилитронами 732

Рефераты 735

Новые книги 736

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsbeirat:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
S.R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 706

Dipl.-Ing. ök. R. Tiersch and
Dipl.-Ök. Ing. R. Gericke
PERT – an Aid to Research and Development 707

Dipl.-Ing. W. Kötitz
A New Radio System for Mobile Radio Services 709

Wolfgang Klein
Calculation of the Discriminator Circuit for the Synchronous Detector 711

Dipl.-Phys. Heinz Hoffmann and
Dipl.-Phys. Ernst Wilde
The Electronic Equipment for a Small Mass Spectrometer 714

M. Jansen and H. J. Quadt
Tube Informations 33 717

Repair Practice 719

Laboratory and Design Data (4)
Matrix Calculus Applied to Four-Terminal Networks 723

K. Stock
Simple Transistor Testing Apparatus 725

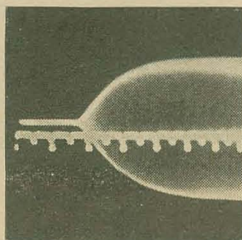
Günter John
Fader Control for Pictures (Part 2 and Conclusion) 726

Ing. F. Buckbesch
Reception of Time Signals in the Geodetical Institute of Potsdam (Part 1) 730

M. Kühnrich
Stabilization of Alternate Voltages Using Zener Diodes 732

Abstracts 735

Technical Books 736



Titelbild

Zeitzeichensignale, so wie sie im Geodätischen Institut Potsdam mit Hilfe eines Zeitzeichenoszillografen abgebildet werden (siehe auch S. 730).

Die KW-Ausbreitung im Okt. 1965 und Vorschau für Januar 1966

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Oktober 1965

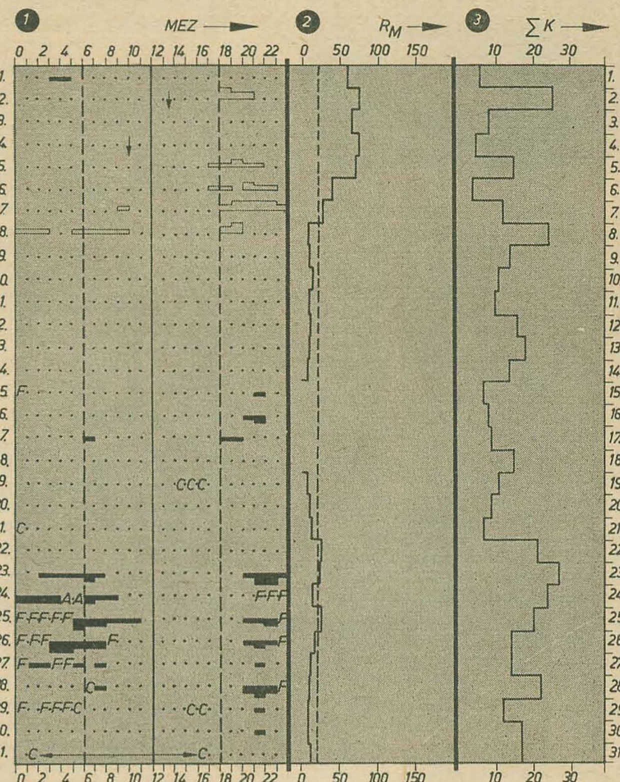
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· −20%
- −21 ··· −30%
- −31 ··· −40%
- −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

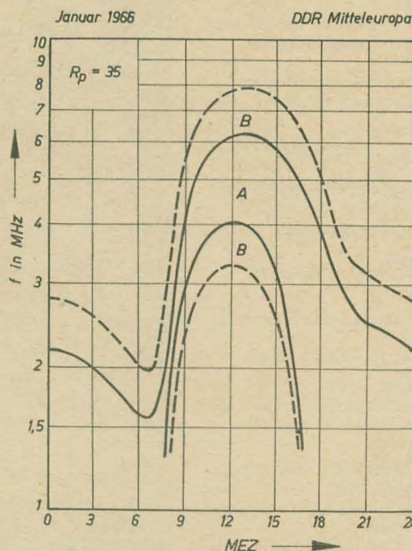
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



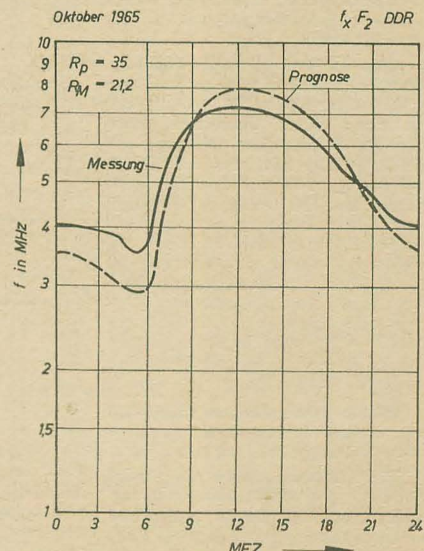
Vorschau für Januar 1966

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 µV/m
Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- UKW-Taschenempfänger
- Neues über Stereodecoder
- Einfacher Tiefpaß zur Messung der Übersprechdämpfung an Stereodecodern
- Die meteorologischen Ursachen morgendlicher Feldstärkeänderungen auf 3300 und 1100 MHz
- Eine ungarische Ausstellung in Berlin

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Eine komplette Fabrikeinrichtung zur Montage von Fernsehbildröhren** wird die ungarische Firma Tungsram an die UdSSR liefern. Die Montage der Maschinen soll im nächsten Jahr begonnen und Anfang 1967 beendet werden.

▼ **Japanische Transistoren** werden in Ungarn, wie aus der ungarischen Fachpresse zu entnehmen ist, zunehmend mehr von Amateuren verwendet. Transistoren aus Japan erobern nun jedoch auch den Markt der Deutschen Bundesrepublik, eines Staates also, der über eine eigene starke Halbleiterindustrie verfügt. Graetz z. B. verwendet in seinen neuen Taschentransistorgeräten „Flirt 40 F" und „Flip 42 F" durchweg japanische pnp-Transistoren.

▼ **Von cycles per second (cps) in Hertz (Hz)** wurde die Dimension der Frequenz vom US Bureau of Standards umgewandelt, teilte die Zeitschrift „International Electronics" mit, die diese Bezeichnung seit September anwendet.

▼ **Eine Bildröhre mit einem besonderen Glas** vor dem Bildfenster brachte Westinghouse als Verkaufsschlager heraus. Sie erscheint im abgeschalteten Zustand fast schwarz, in Betrieb aber verhindert dieses Glasfilter Spiegelungen und mildert harte Kontraste.

▼ **Was ist die „richtige Farbbildröhre"?** fragt *Karl Tetzner* im Leitartikel des Heftes 20 (1965) der Funkschau. Aller Voraussicht nach wird die Entscheidung in bezug auf die Bildgröße zwischen der 48-cm- und der 65-cm-Bildröhre fallen, stellt *Tetzner* fest und räumt der letzteren nach Berücksichtigung der entscheidenden Faktoren unter Vorbehalt die größeren Chancen ein. Von den im wesentlichen zur Verfügung stehenden zwei Farbfernsehsystemen — Lochmaskenröhre und Chromatronröhre — ist die Lochmaskenröhre bisher die einzige technisch voll beherrschte Farbbildröhre.

▼ **850 000 TV-Empfänger** sollen bis Ende dieses Jahres in der Ungarischen Volksrepublik registriert sein.

▼ **Ein Leistungsrekord für Laser** wurde in den Bell-Laboratorien erreicht, und zwar wurde mit einem Stickstoff-Kohlendioxid-Laser bei einer Wellenlänge von 10,6 μm eine Leistung von 16 W erzeugt. Der Laser ist so konstruiert, daß beide Gase die aktive Zone kontinuierlich durchströmen.

▼ **Einen Oszillator mit Flügelschaltung** (Vane Switched Oszillator) hat die niederländische Philips Gloeilampenfabrieken N.V., Eindhoven, herausgebracht, mit dem ein konstanter Gleichspannungspegel kontaktlos geschaltet werden kann. Die Vorrichtung besteht aus einer Oszillatorschaltung mit einem Diodengleichrichter, der über eine Schleife mit der Oszillatorspule gekoppelt ist.
Die Teile des Oszillators sind so angeordnet, daß die Schaltung elektrisch aus zwei Teilen besteht, zwischen denen sich ein stark konzentriertes und definiertes Wechselfeld befindet. Wird in dieses Feld ein Metallgegenstand gebracht, so hört das Oszillieren der Schaltung auf, und es entsteht kein Ausgangssignal. Im anderen Falle, wenn die Schaltung oszilliert, wird als Ausgangssignal ein Gleichspannungspegel von 5,75 V erzielt.

▼ **Einen Kernreaktor auf dem Meeresboden** planen die USA. Er soll in etwa 3200 m Tiefe verankert werden und eine elektrische Energie von 3000 kW aufbringen. Sein Strom soll wissenschaftliche Unterwasserstationen, militärische Stützpunkte, Vorratslager bzw. Unterwasser-U-Boot-Häfen versorgen. Die Energiegewinnungsanlage kann ohne jede Wartung 18 Monate mit voller oder 24 Monate mit gedrosselter Leistung arbeiten, ohne daß eine Neubeschickung des Reaktors mit Brennstäben erforderlich wird.

Kolloquium: SECAM-Farbfernsehsystem

Vom 3. bis 5. November fand im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt der Deutschen Post, Berlin-Adlershof, ein Kolloquium zu Fragen des SECAM-Farbfernsehsystems statt, auf dem namhafte französische Wissenschaftler und Ingenieure der Compagnie Française de Télévision (CFT) das System erläuterten. Von seiten der DDR nahmen Mitarbeiter der Deutschen Post und der volkseigenen Industrie sowie Vertreter von Instituten, Universitäten, Hoch- und Fachschulen und der Fachpresse an dem Kolloquium teil. Diese Zusammensetzung des Kolloquiums ermöglichte im Anschluß an die jeweiligen Vorträge rege Diskussionen über spezielle Probleme.

Vortragsfolge:

Jacques Fagot
Prof. an der Akademie der Wissenschaften (Paris) und Direktor der CFT
„Grundsätze des Farbfernsehens und des SECAM-Systems"

Jean Pierre Doury
Ingenieur und Leiter der Presseabteilung der CFT
„Video-Übertragungs-Sendetechnik"

Dominique Brouard
Stellvertretender Generaldirektor der CFT
„Geräte und Anlagen der CFT"

Roger Cahen
Direktor der Entwicklungslabors der CFT
„Eine neue Farbfernsehbildröhre"

François Lambert
Leiter des Empfängerlabors der CFT
„Der SECAM-Heimempfänger"

Jean Peyssou
Prof. an der Akademie der Wissenschaften (Dijon) und Direktor des physikalisch-chemischen Entwicklungszentrums der CFT
„Eine Ultraschallverzögerungsleitung für Farbfernsehempfänger"

Salaun
„Transistorisierung der Farbfernsehempfänger"

Jean Finet
Leiter des Gerätelabors der CFT
„Ein Servicegerät für Farbfernsehempfänger: das SERVOCHROM"

Luftfahrtgesellschaft bucht elektronisch

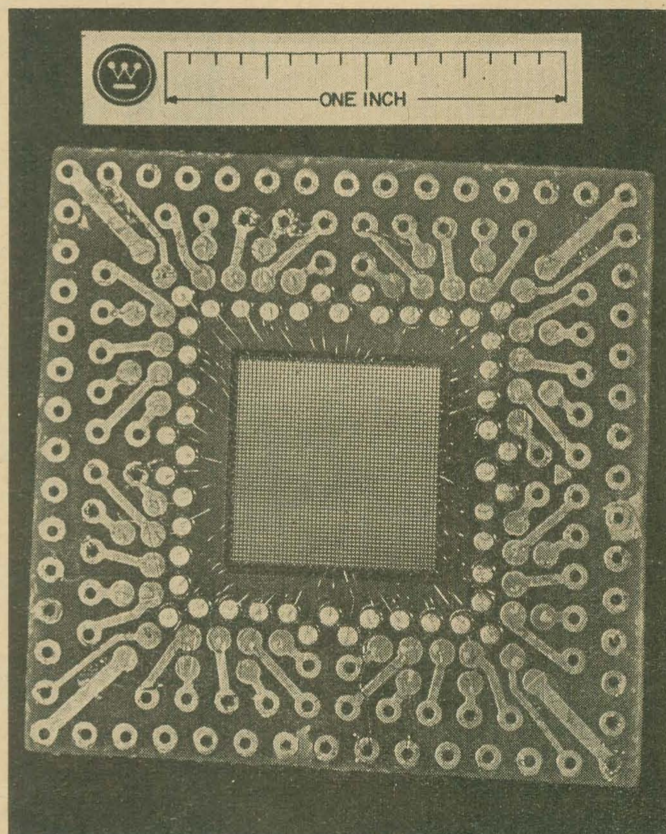
Die schwedische Luftfahrtgesellschaft SAS hat eine elektronische Datenverarbeitungsanlage in Betrieb genommen, die mit den 300 europäischen SAS-Agenturen in direkter Verbindung steht. Nunmehr können von jeder dieser 300 Agenturen innerhalb der jeweils nächsten acht Monate für jedes der SAS-Flugzeuge Plätze belegt werden. Der Buchungsvorgang dauert lediglich vier Sekunden.
Die Datenverarbeitungsanlage wurde auf dem dänischen Flugplatz Kastrupp bei Kopenhagen installiert. Sie soll dazu beitragen, die Wartezeit der abreisenden Flugpassagiere erheblich zu verringern. Während sich die Passagiere gegenwärtig noch etwa eine Stunde vor Abflug der Maschine auf dem Flugplatz einfinden müssen, soll die Abfertigungszeit künftig auf wenige Minuten herabgedrückt werden. Die Anlage erledigt dazu automatisch einen großen Teil der mit dem Abflug zusammenhängenden Formalitäten.

Lasertelefon in Moskau

Zwischen zwei Moskauer Stadtbezirken wird laut TASS die erste mit einem Lasersystem arbeitende Telefonverbindung in Betrieb genommen. Eine besondere Sendeanlage formt die Fernsprechsignale in Impulse um, die dem Laserstrahl überlagert werden. Die Empfangsvorrichtung lenkt den Strahl auf einen großen Parabolspiegel, der ihn dann in ein System von Filtern und Bildumwandlern gelangen läßt, worauf er wieder in Fernsprechsignale umgewandelt wird.
Die Leistung des Laserstrahls beträgt lediglich ein Hundertstel der einer Taschenlampe, aber der Strahl kann zehntausende Ferngespräche und Dutzende Fernsehprogramme übertragen. Die im Institut für Fernmeldewesen der UdSSR entwickelte Anlage konnte eine normale Fernsprechverbindung zwischen zwei mehrere Kilometer voneinander entfernten Moskauer Fernsprechämtern herstellen und sicherte dabei einen vorzüglichen Empfang selbst bei ungünstigen Witterungsverhältnissen. Alle Intonationen und Schattierungen der Stimmfarbe waren leicht zu unterscheiden.
Nach Ansicht von Fachleuten werden Laserverbindungslinien später auch für den Überlandfernsprechverkehr verwendet werden können.

Ein elektrooptisches Festkörperbildsystem

Auf Grund eines Forschungsauftrages der amerikanischen Weltraumbehörde NASA hat die Raumfahrtabteilung der Westinghouse Company ein Kamerasystem entwickelt, das für die Lichtabtastung und Bildwandlung ein Festkörperbildgerät anstelle einer Elektronenröhre verwendet.
Das Bildgerät besteht aus einem Mosaik von 2500 Fototransistoren. Es hat eine viereckige Form, je Seite sind 50 lichtempfindliche Halbleiterelemente angeordnet.
Das Fototransistormosaik erzeugt ein Bild mit einer Auflösung von 100 Zeilen/Zoll. Seine empfindliche Fläche beträgt etwa 1,27 × 1,27 cm bei einer Gesamtabmessung von 1,52 × 1,52 cm. Für das gesamte Kamerasystem werden Molekularelektronikschaltungen zur Durchführung der elektrischen Funktionen benutzt, die zur Erzielung eines Videosignalausgangs notwendig sind. Die Kamera bedient sich einer normalen 16-mm-Linse, ohne diese hat sie die Abmessungen 15,24 × 10,16 × 6,98 cm.



Das Kernstück des elektrooptischen Festkörperbildsystems ist der Fototransistormosaik-Bildwandler, der durch seine molekularelektronische Schaltung zu einem Festkörpersystem gemacht wird. In jede der 50 Transistor-Kollektor-Aufbauten, die entlang des Mosaiks angeordnet sind, sind 50 einzelne Transistor-Basis-Emitter-Aufbauten diffundiert. Die Emitter sind an die Kollektorstreifen durch abgeschiedene Metallverbindungen angeschlossen. Bildausgangssignale bleiben durch Folgeschaltung einer Vorspannung in jede Kollektorreihe für eine Zeitspanne bestehen die ausreicht, um den 50 Emitterreihen ein Ausgangssignal zuzuleiten. Die Kollektorreihen sind voneinander durch Diffusion isoliert. (One inch = 1 Zoll.)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. DEZEMBERHEFT **23** 1965

PERT – Hilfe in Forschung und Entwicklung

Teil 1

Dipl.-Ing. ök. R. TIERSCH und Dipl.-Ök. Ing. R. GERICKE

Mitteilung aus dem Institut für Nachrichtentechnik (INT)

Heute, in der Periode der sich in der ganzen Welt vollziehenden technischen Revolution, ist die Zeit zum entscheidenden Faktor des Nutzeffekts der neuesten wissenschaftlich-technischen Erkenntnisse und des Umfangs ihrer ökonomischen Ergebnisse geworden. Eine wichtige Quelle optimaler Zeitausnutzung ist die wissenschaftliche Planung.

Seit dem Jahre 1960 gibt es in der Welt eine Vielzahl von Veröffentlichungen über wirksame Hilfsmittel der Wirtschaftsleitung in Form von Anwendung neuer Planungs- und Kontrollmethoden. Auch in unserer Republik wurde inzwischen nicht unerheblich Papier bedruckt, um die Methoden des „kritischen Weges" in der ökonomischen Netzwerktechnik zu interpretieren und ihre Anwendbarkeit zu begründen, ohne jedoch bisher einen entscheidenden Durchbruch erzielt zu haben.

Es kommt uns deshalb in dieser Veröffentlichung darauf an, das Interesse der in Forschung und Entwicklung Arbeitenden zu wecken und durch die Darstellung der neuen Methoden selbst und durch die Erläuterung der Möglichkeiten der Anwendung in Forschung und Entwicklung die Frage nach „Hilfe oder Belastung" zu beantworten.

Was ist PERT?

PERT ist die aus dem Englischen kommende Abkürzung für „Program Evaluation Review Technique", zu deutsch „Methode für die Programmeinschätzung und technische Übersicht".

Sie ist eine bei der amerikanischen Marine zuerst angewandte und anschließend von vielen Industrieunternehmen in den USA übernommene Methode, die in Verbindung mit Rechenautomaten eine in der Regel 14tägig aufbereitete Datensituation über den Ablauf der Gesamtarbeit und über die Teilaufgaben sowie über kritische Punkte, die den Endtermin des Vorhabens gefährden, gibt.

Es gibt inzwischen auch in unserer Volkswirtschaft genügend Demonstrationsbeispiele, z. B. das Erdölkombinat Schwedt, das Stadtzentrum Berlin u. ä., die unterstreichen, wie notwendig die Systematisierung und Quantifizierung der einzelnen Arbeitsabläufe ist, um neue Formen und Methoden in der Planung, Kontrolle und Leitung anwenden zu können.

PERT gehört als Methode zur Familie der Netzwerktechnik für planorganisatorische Arbeiten und damit auch zur Methode, den kritischen Weg innerhalb des Netzwerkes ständig von neuem zu suchen und zu ermitteln.

Im ökonomischen Netzwerk werden die Verknüpfungen der einzelnen Aktivitäten untereinander über Ereignisse dargestellt. Die Methode ermöglicht über die Rechentechnik eine objektivere Kontrolle, die dem jeweiligen Leiter die richtige Entscheidung erleichtert.

Ist die Planung der Forschung und Entwicklung Sache der Planer?

In jedem Falle ja, aber nicht allein ohne Hilfe und Mitwirkung aller am jeweiligen Prozeß beteiligten Mitarbeiter.

Wissenschaftlich vorausschauen und planen muß zu einer Einheit werden. Das aber kann keine Aufgabe nur dafür im Stellenplan geführter und dafür bezahlter Planungsexperten sein, sondern ist das Ergebnis organisierter, vom einheitlichen Ziel getragener echter sozialistischer Gemeinschaftsarbeit.

Die Netzwerktechnik als neue Methode allein den Mitarbeitern der Planungsabteilungen zuzuordnen, heißt sie sterben zu lassen, ohne daß sie je gelebt hat. Nur in der Gemeinschaftsarbeit zwischen Wissenschaftlern, Technikern, Ökonomen, Mechanikern, Technologen usw. wird die Netzwerktechnik zum wirksamen Instrument der Planung, Kontrolle und Leitung in Forschung und Entwicklung.

Weshalb genügen die gegenwärtig angewandten Planungs-, Kontroll- und Leitungsmethoden nicht mehr?

In fast allen Industriezweigen – das beweisen auch die technischen Messen der letzten Jahre – und besonders in der gesamten Nachrichtentechnik kommt es darauf an, nicht mehr nur einzelne Geräte und Anlagen zu entwickeln, zu produzieren und zum Verkauf anzubieten, sondern komplette Anlagen bzw. komplette Nachrichtensysteme (Fernsprechendgerät, Nebenstellenanlage, Orts- und Fernvermittlungs- sowie Trägerfrequenzeinrichtungen, ggf. Richtfunkgeräte, Verstärkereinrichtungen, Datenendgeräte u. ä.) auf den Markt zu bringen. Diese objektiv wirkende Tendenz bei der weiteren Industrialisierung im Weltmaßstab stellt an die Planung der Einzelgeräte und Anlagen immer höhere Anforderungen, da der Ausfall bzw. die Verzögerung der Fertigstellung eines Teilgeräts erhebliche Auswirkungen auf eingegangene Exportverpflichtungen bzw. Inbetriebnahme von neuen Anlagen mit hohem Investaufwand hat.

Die herkömmliche Methode in der Forschung und Entwicklung ist die Hauptfristenplanung in sogenannter Balkendiagrammdarstellung. Jeder Entwickler kann selbst einschätzen, wie aussagefähig ein solches Diagramm ist. Selbst wenn alle Teilaufgaben und Teilarbeiten in dieser Darstellung erfaßt und dargestellt werden, kann nur mit großem Aufwand die zeitliche Einordnung der Arbeiten erkannt werden.

Die gegenseitige Abhängigkeit, die Zusammenhänge der einzelnen Teilaufgaben und die Auswirkung bei unvorhergesehenen Störungen können nicht mehr oder nur mit erhöhtem Aufwand, z. B. durch Neuaufstellung des gesamten Diagramms, dargestellt werden.

Der Hauptnachteil besteht darin, daß das Ineinandergreifen der Arbeitsgänge und Prozesse in unzureichender Weise sichtbar wird und daß Plankorrekturen die Aussagekraft vermindern.

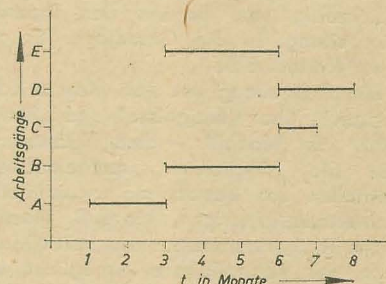


Bild 1: Hauptfristenplanung in Balkendiagrammdarstellung

Als weitere Mängel können genannt werden:

– Die einzelnen Arbeitsgänge und Teilaufgaben werden durch horizontale Geraden dargestellt, die ihre Lage und Ausdehnung innerhalb bestimmter Zeitintervalle zeigen. Die Bedeutung der einzelnen Teilaufgaben für die Gesamtbearbeitungsdauer des Themas als Grundlage für zielgerichtete Beschleunigungsmaßnahmen ist daraus nicht zu ersehen.

– Die Balkendiagrammdarstellung ist sehr wenig flexibel gegenüber Änderungen während der Planung bzw. der Themenbearbeitung.

– Durch die unzureichende Darstellung der Verflechtung der Arbeitsgänge sind die Auswirkungen von Änderungen nur schwer in ihrem Ausmaß auf den weiteren Arbeitsablauf zu quantifizieren.

– Die derzeitige Planung weist nicht die für eine Kapazitätsbilanzierung und wirksame Kontrolle des Bearbeitungsprozesses notwendige Detailliertheit auf.

– Eine kontinuierliche operative Kontrolle über Ablauf, Leistung und Aufwand fehlt z. Z. bzw. ist unzureichend und wenig wirksam.

Worin bestehen die Vorteile der Netzwerktechnik?

Bei der Beantwortung dieser Frage sollen zunächst die auch bei der Netzwerktechnik vorhandenen Grenzen unberücksichtigt bleiben. Hierauf wird in dieser Ausarbeitung nochmals eingegangen.

Im Netzwerk wirken Analyse und Synthese in ständiger Wechselbeziehung und ergeben gegenüber der Hauptfristenplanung folgende Vorteile:

– Die Netzwerkplanung zwingt bereits in der Planungsphase zur Gemeinschaftsarbeit und zum Meinungsstreit über die erforderliche Detailliertheit der Arbeitsgänge und führt dadurch zur gründlichen Analyse des Arbeitsablaufes. Die Etappe der Themenvorbereitung wird günstig beeinflußt.

– Durch die Gemeinschaftsarbeit wird umfassender Einfluß auf die Zeitabschätzung der einzelnen Arbeitsabschnitte genommen, Verflechtung und Abhängigkeit werden vorher erkannt.

– Detaillierung der Arbeitsgänge und geschätzter Zeitverbrauch geben rechtzeitig Aufschluß über die für die künftige Themenbearbeitung benötigte Forschungs- und Entwicklungskapazität und die Qualität dieser Kapazität.

– Das Netzwerk gestattet eine klare Abgrenzung der Verantwortlichkeit zwischen den Teilverantwortlichen und bildet gleichzeitig vom Beginn der Themenbearbeitung an die Grundlage für gezielte Wettbewerbe.

– Die Darstellung von Zeit, Kosten oder Kapazität über „Ereignisse" und „Aktivitäten" „im Modell" – dem Netzwerk – gibt die Möglichkeit, mathematische Methoden zur Anwendung maschineller Auswerteeinrichtungen, wie z. B. elektronische Rechenautomaten auszuarbeiten.

– In der Kontrollphase ermöglicht die Anwendung elektronischer Rechner dem Leiter, kurzfristig einen Überblick über den jeweiligen Stand der Arbeit durch die objektive Sichtbarmachung des kritischen Weges im Netzwerk zu erhalten und über die wesentlichen Schwerpunkte des Vorhabens orientiert zu sein. Der subjektive Faktor der „Berichterstattung" wird weitgehend ausgeschaltet und damit die Leitungstätigkeit verbessert.

– Der Zeitaufwand für textliche Berichte, Analysen und Maßnahmepläne wird entscheidend reduziert.

Die mit geringem Zeit- und Kostenaufwand mögliche periodische Kontrolle eines Themas bzw. einer Komplexaufgabe verringert das Risiko bei der Festlegung der Schwerpunkte bzw. des zu späten Erkennens von Fehlleistungen, wodurch wiederum Kapazität und Zeit eingespart werden.

Theoretische Grundlagen von PERT

Die moderne wissenschaftliche Leitung der Forschung und Entwicklung stützt sich auf die elektronische Datenverarbeitung und auf mathematisch-kybernetische Verfahren, zu denen auch die Netzwerkmethoden gehören.

Die Netzwerktechnik gibt die Grundlage für wissenschaftliche Entscheidungen der Leitung.

PERT ist ein stochastisches Modell, das Zufallsprozesse durch Einbeziehung der Wahrscheinlichkeitsverteilung berücksichtigt. Der Funktion nach ist es ein Erklärungsmodell, da die grafische Darstellung des Arbeitsablaufes eine Erklärung gestattet. Zum anderen ist es ein Entscheidungsmodell, da das Netzwerkdiagramm die Berechnung ermöglicht und Grundlage für Entscheidungen ist.

Die Anwendung von PERT eignet sich insbesondere für Prozesse, wo Unsicherheitsfaktoren auftreten, wie z. B. bei der geistig-schöpferischen Tätigkeit (Forschung, Entwicklung, Konstruktion, Projektierung usw.).

Die Anwendung der Netzwerkmethode PERT erfolgt in den Phasen Planung und Kontrolle.

Die Erfassung des zeitlichen Ablaufes und die ständige Auswertung des Systems in Bezug auf den Verlauf des „kritischen Weges" und die Ermittlung seiner Pufferzeiten – auch Freizeiten oder Schlupf genannt – gestattet bereits in der Planungs-Phase, Entscheidungen zur Verkürzung der Bearbeitungszeit des Gesamtvorhabens oder zur sicheren Gestaltung der Arbeiten, welche auf dem „kritischen Weg" liegen, zu treffen.

Darüber hinaus ist das jeweils neu berechnete Modell in der Kontroll-Phase Grundlage zur schnellen und richtigen Entscheidungsfindung bei erkennbaren oder eingetretenen Abweichungen vom Plan. Damit wird auch das „wie" im Arbeitsablauf objektiviert.

Die Planung untergliedert sich in:

Ablaufplanung
Zeitplanung
Kostenplanung

die Kontrolle in:

Terminkontrolle und Korrektur der Zeitwerte
Analyse der Ursachen der Abweichungen
Analyse der Auswirkungen und Maßnahmeplanung
Detaillierung und Korrektur der Ablaufplanung

Die Planungsphase

Ablaufplanung

Die Ablaufplanung hat das Ziel, den Arbeitsablauf in einem Netzwerkdiagramm darzustellen.

Es kommt dabei auf eine chronologische und sinnvolle fachliche Einordnung der Arbeitsgänge (Aktivitäten) im Netzwerk unter Berücksichtigung der Verflechtungen und wechselseitigen Abhängigkeiten an.

Das Netzwerk zeigt den komplexen Arbeitsablauf, wie er sich logisch bzw. technologisch bedingt aufbaut. Erfahrungen haben gezeigt, daß vor Beginn der Aufstellung des Netzwerkdiagramms der Arbeitsablauf in der wissenschaftlich-technischen Konzeption zu durchdenken und in Arbeitsgänge zu detaillieren ist.

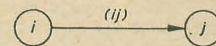


Bild 2: Darstellung von Ereignissen und Aktivitäten im Netzwerkdiagramm

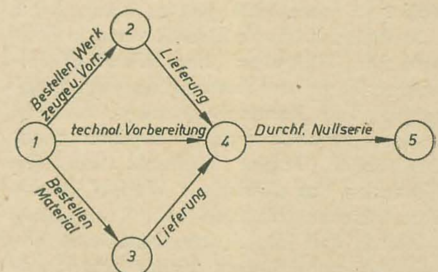


Bild 3: Logische und technologische Aufeinanderfolge von Aktivitäten und Ereignissen (die Durchführung der Nullserie setzt die Beendigung der zu den Ereignissen 2, 3 und 4 führenden Aktivitäten, d. h. die Bestellung und Lieferung des Materials, der Werkzeuge und Vorrichtungen sowie der technologischen Vorbereitung voraus).

Ausgehend von der Leistungsstufen-Nomenklatur für Forschungs- und Entwicklungsarbeiten [1] sind diese in typische Arbeitsgänge zu untergliedern.

Dem Detaillierungsgrad sind theoretisch keine Grenzen gesetzt; es empfiehlt sich jedoch, zugunsten der Übersichtlichkeit, die Arbeitsgänge zunächst grober zu gestalten und gegebenenfalls später kritische Aktivitäten feiner zu untergliedern.

Das Netzwerk besteht aus den Hauptelementen:

Aktivitäten
Ereignisse

Als Aktivität wird eine Tätigkeit bezeichnet, zu deren Durchführung ein bestimmtes Maß an Arbeit verausgabt werden muß. Sie besitzt ein Zeitintervall (Bild 2).

Das als Kreis dargestellte Ereignis ist der Beginn bzw. der Abschluß einer Aktivität. Das Anfangsereignis wird mit i und das Endereignis mit j bezeichnet.

Bei der Aufstellung des Netzwerkes sind bestimmte Regeln zu beachten:

– Eine oder mehrere bestimmte Aktivitäten können nicht begonnen werden, be-

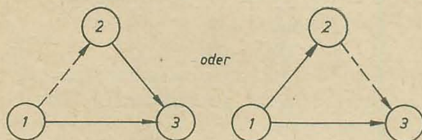


Bild 4: Aktivitäten (——→) und Scheinaktivitäten (- - - →)

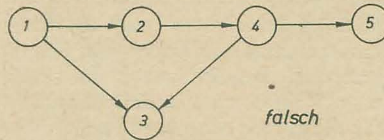
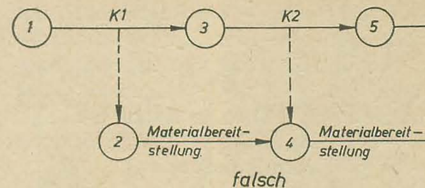
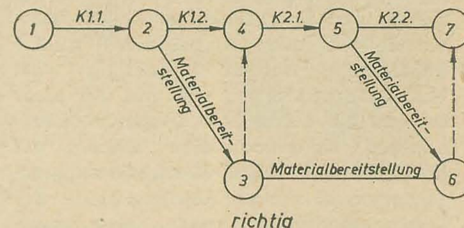


Bild 6: Keine Schleifenbildung von Aktivitäten!

Bild 5: Falsche und richtige Darstellung von überlappten Aktivitäten ▶





vor eine oder mehrere bestimmte andere Aktivitäten beendet sind (Bild 3).

– Jede Aktivität kann nur bei einem Ereignis beginnen und bei einem anderen Ereignis enden.

– Von einem Anfangsereignis können niemals mehr als eine Aktivität beginnen und beim gleichen Endereignis abschließen.

– Zur Darstellung von parallelen Arbeitsgängen können Scheinaktivitäten verwendet werden. Sie besitzen kein Zeitintervall und haben die Aufgabe, den funktionellen Zusammenhang der Aktivitäten zu zeigen (Bild 4).

– Der Beginn bestimmter Aktivitäten setzt nicht immer die Beendigung der vorhergehenden voraus. Sie kann bereits vor dem Abschluß der vorhergehenden Aktivität beginnen. Materialbestellungen brauchen z. B. nicht erst aufgegeben zu werden, wenn alle Konstruktionsunterlagen vorliegen, sondern bereits, wenn bestimmte Details bestimmt sind. Man spricht dann von überlappten Aktivitäten (Bild 5).

– Die Aktivitäten werden dazu bei der Netzwerkdarstellung in Teilaktivitäten unterteilt.

Als weitere Regel bei der Darstellung des Netzwerkdiagramms ist zu beachten, daß $i < j$ ist[1] und daß die Aktivitäten niemals zeitlich nach rückwärts verlaufen und sogenannte Schleifen bilden (Bild 6).

[1]) Nicht bei allen PERT-Programmen erforderlich

Literatur

[1] Planmethodik 1964, Plan Neue Technik, Anlage A, S. 10

Ein neues Funksystem für bewegliche Funkdienste

Dipl.-Ing. W. KÖTITZ

Einleitung

Bewegliche Funkdienste wie öffentliche oder nichtöffentliche bewegliche Landfunkdienste des 4-m- und 2-m-Bandes verwenden bekanntlich Kanalraster mit 100 kHz, 50 kHz, neuerdings 25 kHz oder noch kleinerem Kanalabstand für die Hochfrequenzkanäle. Innerhalb eines Hochfrequenzkanals ist Selektivruf der Teilnehmer möglich, wobei nach Herstellung einer Verbindung ein Simplexgespräch[1] in dem betreffenden HF-Kanal geführt werden kann. Bei größeren Teilnehmerzahlen werden mehrere HF-Kanäle benötigt, was häufig zu Betriebsstörungen durch Kreuzmodelungseffekte führt [1]. In [2] wird ein davon abweichendes Zeitmultiplexsystem für Funknachrichtenverbindungen zwischen einer Anzahl beweglicher Objekte beschrieben, die sich innerhalb eines definierten Versorgungsbereiches befinden. Bei diesem Verfahren, auf das im folgenden näher eingegangen wird, werden zeitgeschachtelte Kanäle in einem Impulstelegramm verwendet und insbesondere eine laufende Synchronisation aller beteiligten Sender und Empfänger vorgesehen. Es gehört zu den mit RADAS bezeichneten Verfahren. Diese Bezeichnung ist von „random-access discrete-address" hergeleitet, was besagt, daß die Teilnehmer untereinander ohne Verwendung einer Zwischenzentrale selektiv anrufen und verkehren können. Dabei wird allerdings vorausgesetzt, daß sich die Teilnehmer in einem Versorgungsbereich befinden, der der Reichweite der Geräte entspricht. Anderenfalls muß auch hier über eine Zwischenstation gearbeitet werden. Es leuchtet ein, daß ein solches Funknachrichtennetz besondere Vorteile hinsichtlich Beweglichkeit und Störsicherheit aufweist und besonders für Notfunknetze vorzuziehen ist.

Die Teilnehmer müssen die für das System vorgesehenen Geräte verwenden. Die bereits erwähnte Synchronisation aller Geräte erfolgt durch einen zentralen Taktsender; als Taktsender kann auch ein Sender einer beliebigen Teilnehmerstation arbeiten.

In der betrachteten Arbeit wird ein Impulsrahmen (bzw. Impulstelegramm) mit 19 Zeitkanälen vorgesehen, was 19 „gleichzeitige" Simplexverbindungen, z. B. für Sprechverbindungen, Datenübertragung usw., ermöglicht.

Zum System können wesentlich mehr Teilnehmer gehören, wenn man bedenkt, daß nur ein Teil derselben (z. B. 10%) gleichzeitig Funkverkehr abwickelt. Allen Benutzern ist ein gemeinsames Frequenzband zugeordnet, in dem dann keine Frequenzschachtelung mehr erfolgt. Selektionsprobleme, die mit Filtern beherrscht werden müßten, gibt es innerhalb dieses Frequenzbandes nicht. Für die Trennung der zeitgeschachtelten Signale ergeben sich manche Vorteile, einmal hinsichtlich des Störverhaltens des Verfahrens, andererseits in der Schaltungsauslegung.

[1]) Bei Simplex- oder Wechselsprechbetrieb werden die Teilnehmergeräte abwechselnd von „Senden" auf „Empfangen" geschaltet.

Ausbreitung, Modulation

Nun muß allerdings bei beweglichen Funkstellen die unterschiedliche Ausbreitungszeit bei der Übertragung der Funksignale berücksichtigt werden. Die Signale des zentralen Taktgebers treffen abhängig von der örtlichen Lage der Teilnehmer erst mit zeitlichen Verzögerungen ein. Gleiches gilt für die von den Sendern zu den Empfängern gesendeten Signale. So ergibt sich bei den im Bild 1 gewählten Entfernungen im ungünstigsten Fall eine Laufzeit von 26,5 μs für die Übertragung des Taktsignals vom Taktgeber zum Sender. (Alle Sender und Empfänger werden synchronisiert.) Der dann vom Sender ausgestrahlte Impulsrahmen trifft weitere 26,5 μs verzögert beim Empfänger ein. Infolge weiterer

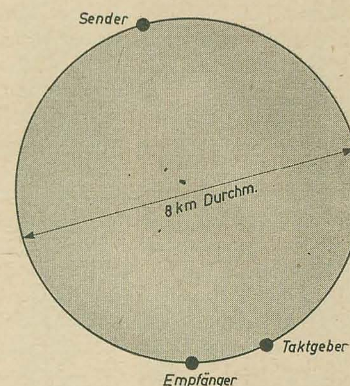


Bild 1: Beispiel für einen Versorgungsbereich

Zeitunsicherheiten – wie Ansprechzeit der Schaltungen, Toleranz der Ansprechzeiten, Mehrfachübertragung, Impulsverbreiterung usw. – wird insgesamt eine Schutzzeit von 100 μs je Kanal benötigt; bei 19 Kanälen praktisch 2 ms Schutzzeit für den gesamten Impulsrahmen.

Für die Übertragung der Informationen in einem System mit Zeitschachtelung müssen den Signalfunktionen in bestimmten Zeitabständen Amplituden (Proben) entnommen werden. Abhängig vom Modulationsverfahren muß das mit einer bestimmten Häufigkeit (Abtastfrequenz) erfolgen. Deltamodulation verlangt mit Rücksicht auf kleine Quantisierungsverzerrungen eine hohe Abtastfrequenz. Bei Pulscodemodulation werden zwar weniger Proben entnommen, aber mehrere Impulse je Probe übertragen, so daß die Anforderungen wieder ähnlich denen bei Deltamodulation werden.

Mehrere Impulse je Probe werden (bei Pulscodemodulation) benötigt, weil der Amplitudenwert der Signalfunktion durch ein „verabredetes" Zeichen (Code) übertragen wird. Es genügt, dabei eine begrenzte Anzahl Amplitudenstufen zu unterscheiden, d. h., es erfolgt eine Quantisierung der Signalfunktion. Jede Amplitudenstufe kann durch eine binär codierte Impulsfolge übertragen werden; etwa indem einer „Ja"-Aussage ein Impuls, einer „Nein"-Aussage kein Impuls zugeordnet wird. Man setzt auch „1" für „Ja" und „0" für „Nein".

Es bedeutet z. B.:

$$101 \triangleq 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 = 5$$

Bei Deltamodulation wird nicht der Zahlenwert jeder Amplitudenstufe übertragen, sondern nur die Richtung der Abweichung (der Signalfunktion) vom vorhergehenden Wert (einer treppenförmigen Hilfsfunktion). Da nur zwei Richtungen möglich sind, genügt jeweils Übertragung einer „Ja"- oder „Nein"-Aussage; etwa indem wieder der „Ja"-Aussage ein Impuls, der „Nein"-Aussage kein Impuls zugeordnet wird. Weil zunächst über die Größe der Abweichung keine Aussage erfolgt, muß zwecks erträglicher Quantisierungsverzerrungen die Abtastfrequenz relativ hoch gewählt werden. Für Sprachübertragung sind Abtastfrequenzen um 40 kHz erforderlich, was einer Probenentnahme alle 25 μs entspricht. Diese Werte liegen der weiteren Betrachtung zugrunde. Aus „Ja"/„Nein"-Aussagen bestehende Impulsfolgen können vorteilhaft übertragen und ausgewertet werden, da Absolutwerte der Impulsamplitude nicht benötigt werden. Pulsamplitudenmodulation würde eine Verarbeitung definierter Amplituden erfordern und ist nicht geeignet.

Zurückkommend auf die oben angeführten Schutzzeiten unseres Übertragungssystems kann nun eine Übertragung von Informationen im n-ten Kanal des Impulsrahmens nur in Zeitabständen größer als 2 ms erfolgen. Würde man dabei jeweils nur eine Probe übertragen, käme man auf viel zu niedrige Abtastfrequenzen. Brauchbare Ergebnisse werden durch Übertragung vieler Proben – so z. B. 400 – je Kanal eines Impulsrahmens erzielt. Man benötigt dann immer noch die oben angegebene Schutzzeit je Kanal. Die Dauer des gesamten Impulsrahmens (mit 400 Proben je Kanal) wird natürlich größer, aber die Schutzzeit wird klein gegen die Zeit, in der Informationen übertragen werden.

Die Übertragung dieser 400 Proben je Kanal erfordert Schaltanordnungen, die in gleichen Zeitabständen Proben entnehmen, diese zunächst speichern und dann in der kurzen Zeit, die für einen Kanal zur Verfügung steht, über die Funkstrecke übertragen. Beim Empfänger wird wieder gespeichert und in der Zeit bis zum Eintreffen des nächsten Impulsrahmens nacheinander (alle 25 μs) ausgewertet. Nähere Überlegungen zeigen, daß ein Verhältnis Zeit für Informationsübertragung zu Schutzzeit von 80% zu 20% günstige Resultate ergibt. Das bedeutet für den ganzen Impulsrahmen 8 ms Zeit für Informationsübertragung und 2 ms für Schutzzeit oder

$$\frac{8\ \text{ms}}{19\ \text{Kanäle}} = 420\ \mu\text{s}$$

für Informationsübertragung je Kanal. Mithin verbleiben bei 400 Proben 1,05 μs je Probe.

Bandbreitebedarf

Die gesendeten Impulse werden mit Rücksicht auf Impulsverbreiterung und Auswertung zu $^1/_3\ \mu$s gewählt. Bei Impulsen, die Gauss-Form aufweisen, ist dann die wesentliche Energie in einem Band der Breite 1,8 MHz enthalten. Mit anderen Worten, man benötigt für 19 Simplexkanäle eine Bandbreite von 1,8 MHz.

Hier muß bemerkt werden, daß bei höheren Frequenzen für die Funkstrecken – man arbeitet heute in USA teilweise auf 900 MHz und versuchsweise auf 3700 MHz – eine Kanalstaffelung von 50 kHz oder gar 20 kHz und die damit verbundene relativ große Kanalzahl mit den eingangs erwähnten und bisher angewandten Verfahren ebenfalls kaum noch realisierbar ist; insbesondere bedingt durch Fragen der Frequenzinkonstanz der Quarzoszillatoren.

Besonders günstige Verhältnisse liegen beim beschriebenen System vor, wenn sich die Teilnehmer in einem definierten Versorgungsbereich befinden, der soviel Abstand von anderen Bereichen hat, daß gegenseitige Störungen nicht eintreten. Grundsätzlich kann man jedoch in aneinanderstoßenden Versorgungsbereichen mit verschiedenen Frequenzkanälen arbeiten.

Einige Einzelheiten zur Arbeitsweise als Funksystem

Will ein Teilnehmer Funkverkehr aufnehmen, so sucht er (automatisch) die 19 Kanäle auf einen freien Kanal ab. In dem gefundenen freien Kanal wird die Adresse des gewünschten Teilnehmers abgesetzt. Bis sich der gerufene Teilnehmer meldet, wird mit jedem Impulsrahmen die Adresse im betreffenden Kanal wiederholt. Ist der Teilnehmer gefunden, schaltet dessen Zeitkanalwähler auf den entsprechenden Kanal und meldet auch das Eintreffen des Anrufs zurück. Nimmt der Angerufene den Handapparat ab, so hört der Anruf auf, und der betreffende Kanal steht für den Simplexverkehr zur Verfügung. Für Duplexverkehr müßte man einen weiteren Zeitkanal vorsehen. Da auf Simplexkanälen die Richtung Senden-Empfangen dauernd wechselt, wird gegebenenfalls durch Aussenden von Zwischensignalen sichergestellt, daß kein anderer Teilnehmer während des Umschaltvorganges den Kanal belegen kann.

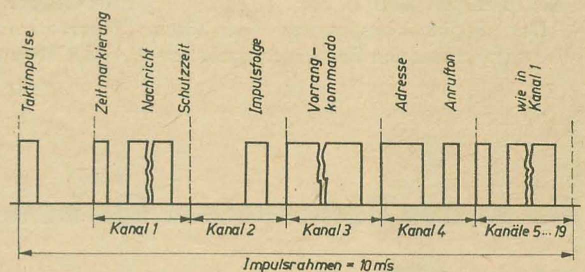


Bild 2: Beispiel für einen Impulsrahmen (schematisch)

Für die Bildung der Adressen sind nur wenige binär codierte Impulse erforderlich.

Darüber hinaus können Vorrangschaltungen und Alarmdurchsagen an alle Teilnehmer vorgesehen werden.

Verbindungen über den Versorgungsbereich hinaus sind über eine Vermittlung möglich, die ebenfalls über eine Adresse erreicht werden kann.

Auf weitere Einzelheiten, die das System auszeichnen, sei an dieser Stelle verzichtet. Wir betrachten im Bild 2 noch einen Impulsrahmen [2], in dem einige Angaben über mögliche Kanalbelegungen eingetragen sind. Die über den Kanälen aufgetragenen Flächen sollen Impulsfolgen andeuten, wobei Vorhandensein eines Impulses eine „Ja"-Aussage, Fehlen eines Impulses eine „Nein"-Aussage darstellen würde. Ausgelöst wird die Aussendung des Impulsrahmens jeweils vom zentralen Taktgeber. Kanal 1 enthält eine normale Belegung; den Anfangsimpulsen folgt die Nachricht, dieser eine Schutzzeit. Im Kanal 2 wird gerade keine Nachricht übertragen; um aber die hier bereits hergestellte Verbindung aufrechtzuerhalten, wird eine Impulsfolge gesendet. Im Kanal 3 befindet sich ein Vorrangsignal. Im Kanal 4 wird ein Anruf angeregt, hier folgt einer Adresse ein Anrufton. In den Kanälen 5 bis 19 wird normaler Verkehr wie im Kanal 1 angenommen.

Berechnung der Diskriminatorschaltung beim Synchrodetektor

WOLFGANG KLEIN

Die eigentliche FM-Demodulation geschieht beim Synchrodetektor durch eine Diskriminatorschaltung, die aus einem Impedanzzweipol (Parallelschwingkreis mit in Reihe dazu liegendem Kondensator) und zwei Diodenstrecken besteht (Bild 1). Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist bereits häufig beschrieben worden. Für die Dimensionierung ist jedoch eine genauere Kenntnis von den Zusammenhängen zwischen den einzelnen Parametern erforderlich, die sich erst aus der Berechnung ergeben. Im folgenden soll daher die Demodulationskennlinie dieses Diskriminators berechnet werden.

Wirkungsweise

Die an den beiden Diodenstrecken entstehenden Richtspannungen sind entgegengesetzt gepolt, so daß die Demodulationsspannung u_{Dem} die Differenz beider Richtspannungen ist. Der Schwingkreis (C_1 und L) ist auf eine Frequenz f_1 abgestimmt, die mindestens um den

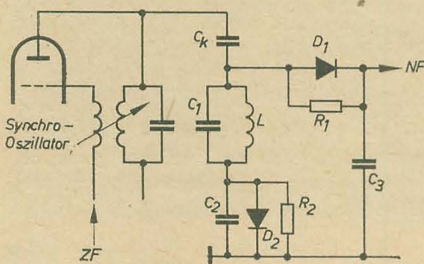


Bild 1: Diskriminatorschaltung

maximalen Frequenzhub höher liegt als die Mittenfrequenz des FM-Signales. Bei Resonanz dieses Kreises entsteht eine maximale Richtspannung an der D_1. Bei etwas tieferen Frequenzen wird der Schwingkreis induktiv, und es tritt bei einer bestimmten Frequenz (f_2) Reihenresonanz mit dem Kondensator C_2 auf. Dabei werden die Teilspannungsabfälle (über C_1 und C_2) maximal und folglich auch die Richtspannung an der D_2. In der Mitte zwischen f_2 und f_1 sind die beiden Richtspannungen gleich groß und die Demodulationsspannung u_{Dem} daher Null.

Es ist also zweckmäßig, die Trägerfrequenz f_T der FM-Schwingung in die Mitte zwischen f_2 und f_1 zu legen. Bei positiver Frequenzabweichung wird also dann u_{Dem} positiv und bei negativer Frequenzabweichung negativ.

Qualitative Schlußfolgerungen

Aus der Wirkungsweise des Diskriminators ergeben sich einige Bedingungen für die Dimensionierung seiner Schaltelemente.

1. Da eine Parallelresonanz nur bei konstanter Stromeinspeisung ausgeprägt ist, wird eine sehr lose Ankopplung der Diskriminatorschaltung an den Synchro-Oszillator notwendig.
2. Sollen bei der Reihenresonanz die Teilspannungsabfälle stark ansteigen, so ist eine konstante anliegende Spannung erforderlich. R_1 ist deshalb möglichst klein zu wählen.
3. Ein zu kleines R_1 würde jedoch die Parallelresonanz zu stark bedämpfen. Es muß folglich einen optimalen Wert für R_1 geben.
4. R_2 ist so groß wie möglich zu machen, um die Reihenresonanz nicht zu bedämpfen.

Um genauere Dimensionierungsvorschriften angeben zu können, muß die Demodulationskennlinie allgemein abgeleitet werden. Danach ist zu untersuchen, bei welchem R_1 der optimale Kompromiß zwischen den Forderungen 2. und 3. liegt, und welche Werte die anderen Schaltelemente haben müssen, um eine gute Linearität und Symmetrie der Kennlinie zu gewährleisten.

Berechnung

Die beiden Diodenstrecken werden durch Ersatzwiderstände dargestellt (Bild 2).
Der Ersatzwiderstand beträgt etwa ein Drittel des Arbeitswiderstandes

$$R_1' \approx \frac{R_1}{3} \qquad (1)$$

$$R_2' \approx \frac{R_2}{3} \qquad (2)$$

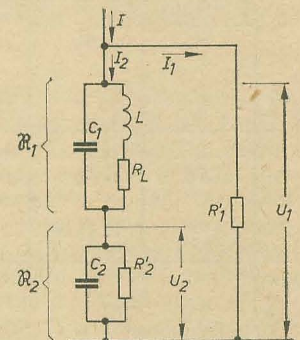


Bild 2: HF-Ersatzschaltbild des Diskriminators

Wegen der gegensinnigen Polung der beiden Dioden gilt

$$u_{Dem} = u_{Dem\,1} - u_{Dem\,2}$$

Bei richtiger Bemessung der Zeitkonstanten tritt an den Dioden eine Spitzengleichrichtung auf.

$$u_{Dem\,1} = \sqrt{2} \cdot U_1$$

$$u_{Dem\,2} = \sqrt{2} \cdot U_2$$

$$u_{Dem} = \sqrt{2} \cdot (U_1 - U_2)$$

$$U_1 = I_1 \cdot R_1'$$

$$U_2 = I_2 \cdot |\mathfrak{R}_2|$$

(U_1, U_2, I_1, I_2 und I sind Effektivwerte.)
Im Bild 2 ergeben sich die Teilströme I_1 und I_2 aus

$$I_1 = \left|\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{R} + R_1'}\right| \cdot I$$

$$I_2 = \left|\frac{R_1'}{\mathfrak{R} + R_1'}\right| \cdot I$$

Schlußbemerkung

Diese Ausführungen zeigen einige Möglichkeiten zur Entwicklung und Anwendung von Funksystemen für ortsveränderliche Teilnehmer; ein Aufgabengebiet dem steigende Bedeutung zukommt.
Es fällt schwer, einzuschätzen, ob und wann die bisher bekannten und für verschiedene Zwecke angewandten Verfahren durch andere abgelöst werden. Anforderungen der Bedarfsträger, verfügbare Frequenzbänder und nicht zuletzt ökonomische Gesichtspunkte werden die zukünftige Entwicklung bestimmen. Systeme, bei denen Zeitfunktionen zur Anwendung kommen, verdienen dabei besondere Aufmerksamkeit, weil hier die hervorragenden Eigenschaften moderner Bauelemente für digitale Schaltungstechnik zu optimalen Lösungen führen können.

Literatur

[1] Bohnenstengel, H.: Über wechselseitige Störungen im beweglichen UKW-Landfunk. Fernmelde-Praxis 41 (1964), H. 10

[2] Klapper, J., Rabinovici, B.: A synchronous mode of RADAS communication. IRE Transactions on Vehicular Communications August 1962, S. 50–55

[3] Boden, Ch.: Die Pulsmodulation und ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Bd. VI, S. 105–170. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Darin bedeutet

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 \qquad (3)$$

Es ergibt sich also

$$u_{Dem} = \sqrt{2} \cdot I \cdot \frac{R_1'}{|\mathfrak{R} + R_1'|} (|\mathfrak{R}| - |\mathfrak{R}_2|) \qquad (4)$$

Nun sind nur noch die komplexen Widerstände $\mathfrak{R}$ und $\mathfrak{R}_2$ in Abhängigkeit von der Frequenz darzustellen.

Zunächst soll jedoch die Lage der beiden erwähnten Resonanzstellen näher untersucht werden. Der Abstand zwischen f_1 und f_2 wird mit $2 \cdot \Delta f_0$ bezeichnet. Genau in der Mitte zwischen f_1 und f_2 liegt die Trägerfrequenz f_T. Der Abstand der Augenblicksfrequenz der FM-Schwingung von f_T wird Δf genannt.

Der Parallelschwingkreis (C_1 und L) hat den Resonanzwiderstand R_p, die Güte ϱ_1 und die Bandbreite b. Die normierte Verstimmung wird mit Ω bezeichnet. Bei Δf und Ω besagt der Index 1, daß als Bezugsfrequenz f_1 gemeint ist, während die Zeichen ohne Index die Bezugsfrequenz f_T haben. Der Index 0 bezeichnet lediglich den fest eingestellten Unterschied zwischen f_T und f_1 bzw. f_2.

Die folgende Aufstellung gibt zusammen

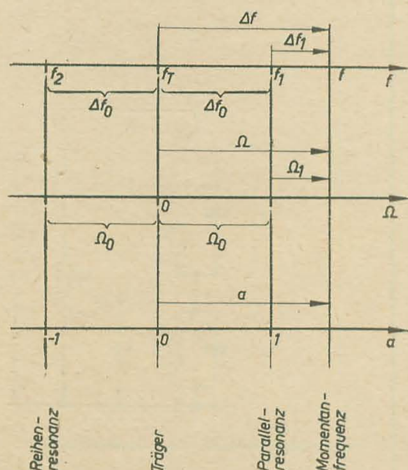


Bild 3: Grafische Darstellung der Größen f, Ω, Ω_1 und a

mit Bild 3 die Verhältnisse noch einmal übersichtlich wieder.

$$R_p = \frac{L}{C_1 \cdot R_L}$$ (Resonanzwiderstand des Parallelschwingkreises)

$$\varrho_1 = R_p \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L}} = \frac{f_T}{b}$$ (Resonanzschärfe des Parallelschwingkreises) (5)

$$\Omega = \frac{2 \cdot \Delta f}{b}$$

$$\Omega_1 = \frac{2 \cdot \Delta f_1}{b}$$

$$\Omega_0 = \frac{2 \cdot \Delta f_0}{b}$$

$$\Delta f = \Delta f_0 + \Delta f_1 \qquad (6)$$

$$\Omega = \Omega_0 + \Omega_1$$

b ist die Bandbreite des Parallelschwingkreises.

Für die frequenzabhängigen Scheinwiderstände $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ ergeben sich somit

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{R_p}{1 + j\,\Omega_1} \qquad (7)$$

und

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{R_2'}{1 + j\,2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2 \cdot R_2'}$$

In $\mathfrak{R}_2$ ist die Frequenz f direkt enthalten, in $\mathfrak{R}_1$ statt dessen die auf f_1 bezogene normierte Verstimmung $\Omega_1 \cdot \mathfrak{R}_2$ kann als frequenzunabhängig angesehen werden, da Δf_0 und Δf stets wesentlich kleiner als f_T sind.

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{R_2'}{1 + j\varrho_2} \qquad (8)$$

Darin bedeutet

$$\varrho_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot C_2 \cdot R_2' = \frac{R_2'}{X_2} \qquad (9)$$

Anschaulicher als die Größen Ω_1 bzw. Ω ist die auf Δf_0 (statt auf 1/2 b) bezogene Frequenzabweichung von f_T, die mit a bezeichnet werden soll. Diese Größe a wird in den folgenden Berechnungen stets die Frequenz darstellen.

$$a = \frac{\Delta f}{\Delta f_0} = \frac{\Omega}{\Omega_0} \qquad (10)$$

Ω_1 in Gl. (7) ist unter Berücksichtigung von Gl. (6) durch a auszudrücken.

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{R_p}{1 + j\,(a - 1)\,\Omega_0} \qquad (11)$$

Wird $\Omega_0 = 1$, vereinfacht sich die Berechnung stark. Dies bedeutet, daß die untere Grenzfrequenz des Parallelschwingkreises (die sog. untere 45°-Frequenz) gerade mit f_T zusammenfällt. Diese Voraussetzung soll für die gesamte Berechnung gelten.

Erste Dimensionierungsvorschrift: $\Omega_0 = 1$

Das bedeutet

$$\varrho_1 = \frac{f_T}{2 \cdot \Delta f_0}$$

Δf_0 ist frei wählbar. Man wird es zweckmäßig etwas größer als den maximalen Frequenzhub machen. Sind die Daten des Parallelschwingkreises (L, C_1 und ϱ_1) festgelegt und Δf_0 gewählt, dann ist C_2 nicht mehr frei wählbar, wie aus der folgenden Betrachtung hervorgeht.

Parallelresonanz:

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_1}}$$

Reihenresonanz:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C_1 + C_2)}}$$

Damit wird

$$\frac{C_2}{C_1} = \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 - 1$$

Mit $f_1 = f_T + \Delta f_0$ und $f_2 = f_T - \Delta f_0$ wird unter der Bedingung $\Delta f_0 \ll f_T$ daraus

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{4 \cdot \Delta f_0}{f_T} \qquad (12)$$

Unter Beachtung der ersten Dimensionierungsvorschrift läßt sich Gl. (12) noch etwas vereinfachen.

Zweite Dimensionierungsvorschrift: $C_2 = C_1\,2/\varrho_1$ (13)

Nun könnte man Gl. (11) in Gl. (4) einsetzen, um u_{Dem} in Abhängigkeit von der Frequenz (bzw. a) zu erhalten. Man muß jedoch von vornherein eine Bedingung stellen, aus der sich eine weitere Dimensionierungsvorschrift ableiten läßt. Bei $a = 0$ muß $u_{Dem} = 0$ sein, da ja die Demodulationskennlinie bei der Mittenfrequenz f_T einen Nulldurchgang haben soll. Aus Gl. (4) ist leicht abzulesen, daß bei $a = 0$ $|\mathfrak{R}| = |\mathfrak{R}_2|$ sein muß. Dies führt mit den Gln. (3), (11) und (8) zu der Beziehung

$$\left|\frac{R_p}{1 - j} + \frac{R_2'}{1 + j \cdot \varrho_2}\right| = \left|\frac{R_2'}{1 + j \cdot \varrho_2}\right|$$

Daraus erhält man nach längerer Zwischenrechnung

$$\frac{R_2'}{R_p} = \frac{1 + \varrho_2^2}{2(\varrho_2 - 1)}$$

R_2' und ϱ_2 hängen aber nach Gl. (9) zusammen, so daß als Bedingung für den Nulldurchgang der Demodulationskennlinie bei f_T

$$R_p = 2 \cdot X_2 \cdot \varrho_2 \cdot \frac{\varrho_2 - 1}{\varrho_2^2 + 1} \qquad (14)$$

formuliert werden muß. R_p ist bereits festgelegt, denn nach Gl. (5) und Gl. (13) gilt

$$R_p = \varrho_1 \cdot \sqrt{\frac{L}{C_1}} = \varrho_1 \cdot X_1 = \varrho_1 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot C_1}$$

$$= \frac{1}{\pi \cdot f_T \cdot C_2} = 2 \cdot X_2 \qquad (15)$$

Gl. (14) und Gl. (15) sind nur für $\varrho_2 = -1$ und $\varrho_2 \to \infty$ in Einklang zu bringen. Der erste Fall ist nicht realisierbar. Der zweite Fall ist näherungsweise erfüllbar. Er stellt die dritte Dimensionierungsvorschrift dar.

Dritte Dimensionierungsvorschrift: $\varrho_2 \gg 1$ (16)

Das bedeutet

$$R_2' \gg \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot C_2}$$

Damit wird

$$\mathfrak{R}_2 \approx \frac{1}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot C_2} = -j \cdot X_2$$

und mit Gl. (15) und Gl. (11)

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{2 \cdot X_2}{1 + j\,(a - 1)}$$

Es ist zweckmäßig, die gemäß Gl. (4) benötigten Größen $\mathfrak{R}$ und $|\mathfrak{R}| - |\mathfrak{R}_2|$ unter Beachtung der bisherigen drei Dimensionierungsvorschriften in Abhängigkeit von a zu berechnen. Nach einigen Umformungen erhält man

$$\mathfrak{R} = \frac{2 - j \cdot a^2}{a^2 + 2 \cdot (1 - a)} \cdot X_2$$

$$|\mathfrak{R}| - |\mathfrak{R}_2| = \frac{X_2}{a^2 + 2 \cdot (1 - a)} \left[\sqrt{4 + a^4} - a^2 + 2\,(a - 1)\right] \qquad (17)$$

Tabelle 1

	bei $a = 1$	bei $a = -1$
$\lvert\mathfrak{R}\rvert - \lvert\mathfrak{R}_2\rvert$	$(\sqrt{5} - 1)\,X_2$	$\left(\frac{1}{\sqrt{5}} - 1\right) X_2$
$\lvert\mathfrak{R} + R_1'\rvert$	$\sqrt{5 + \frac{R_1'}{X_2}\left(4 + \frac{R_1'}{X_2}\right)}$	$X_2 \sqrt{\frac{1}{5} + \frac{R_1'}{X_2}\left(\frac{4}{5} + \frac{R_1'}{X_2}\right)}$
u_{Dem}	$\sqrt{2} \cdot I \cdot R_1' \frac{\sqrt{5} - 1}{\sqrt{5 + \frac{R_1'}{X_2}\left(4 + \frac{R_1'}{X_2}\right)}}$	$\sqrt{2} \cdot I \cdot R_1' \frac{\frac{1}{\sqrt{5}} - 1}{\sqrt{\frac{1}{5} + \frac{R_1'}{X_2}\left(\frac{4}{5} + \frac{R_1'}{X_2}\right)}}$

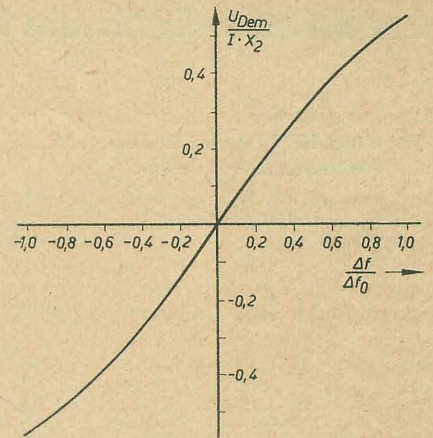


Bild 4: Demodulationskennlinie

Als nächstes sollen die Größen $\lvert\mathfrak{R}\rvert - \lvert\mathfrak{R}_2\rvert$, $\lvert\mathfrak{R} + R_1'\rvert$ und u_{Dem} für $a = 1$ und für $a = -1$ berechnet werden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

Als Bedingung für eine gute Symmetrie der Demodulationskennlinie gilt

$$u_{Dem}\,\vert_{a=1} = -\,u_{Dem}\,\vert_{a=-1} \qquad (18)$$

Ist diese Bedingung erfüllt, so ist zunächst nur an einer Stelle (für $a = \pm 1$) Symmetrie vorhanden, während für $a \neq \pm 1$ u_{Dem} (a) nicht unbedingt gleich $-u_{Dem}$ $(-a)$ sein muß. Vorerst soll dies auch nicht verlangt werden.

Setzt man in Gl. (18) die in der Tabelle angeführten Ausdrücke ein, so erhält man eine quadratische Gleichung mit dem Quotienten R_1'/X_2 als Unbekannte. Die Lösungen dieser quadratischen Gleichung sind leicht zu finden.

$$\frac{R_1'}{X_2} = \overset{+}{(-)}\,1 \qquad (19)$$

Unter dieser Bedingung ist gewährleistet, daß bei Parallel- und bei Reihenresonanz die Demodulationsspannung maximal und jeweils entgegengesetzt gleich ist. Gl. (19) läßt sich noch etwas umformen.

Vierte Dimensionierungsvorschrift: $R_1' = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot C_2}$

Nun kann auch der in Gl. (4) benötigte Ausdruck $\lvert\mathfrak{R} + R_1'\rvert$ unter Beachtung sämtlicher Dimensionierungsvorschriften in Abhängigkeit von a dargestellt werden. Nach einigen elementaren Umformungen ergibt sich

$$\lvert\mathfrak{R} + R_1'\rvert = \frac{X_2 \sqrt{2}}{a^2 + 2\,(1 - a)} \cdot \sqrt{a^4 - 2 \cdot a^3 + 6 \cdot a^2 - 8 \cdot a + 8} \qquad (20)$$

Sämtliche in Gl. (4) enthaltenen Größen sind jetzt in Abhängigkeit von a bekannt. Setzt man Gl. (17), Gl. (19) und Gl. (20) in Gl. (4) ein, so erhält man die Demodulationskennlinie mit der Größe $a = \Delta f / \Delta f_0$ als unabhängige Variable.

$$u_{Dem} = I \cdot X_2 \frac{\sqrt{a^4 + 4} - a^2 + 2\,(a - 1)}{\sqrt{a^4 - 2 \cdot a^3 + 6 \cdot a^2 - 8 \cdot a + 8}}$$

Eine ideale Demodulationskennlinie verläuft linear. Das ist jedoch hier, wie bei den meisten FM-Demodulatoren, nicht der Fall. Es wird aber wenigstens ein symmetrischer Verlauf verlangt, d. h., u_{Dem} bei Δf ist gleich $-u_{Dem}$ bei $-\Delta f$. Wegen der Glieder a^2 und a^4 ist dies aber ebenfalls nicht der Fall. Bei der numerischen Auswertung stellt sich jedoch heraus, daß die Abweichungen von der Symmetrie sehr gering sind, so daß mit guter Genauigkeit

$$u_{Dem}\,(a) \approx -\,u_{Dem}\,(-a)$$

gilt.

Wie aus Bild 4 zu entnehmen ist, sind auch die Abweichungen von der Linearität bis etwa $\pm a \leqq 0{,}6$ gering. Eine nach den genannten vier Dimensionierungsvorschriften aufgebaute Diskriminatorschaltung ist also zur FM-Demodulation gut brauchbar.

Es sei noch bemerkt, daß die erste Dimensionierungsvorschrift (und damit auch die auf ihr beruhende zweite) hier nur wegen der leichteren Berechnung getroffen wurde. Von ihr kann also abgewichen werden. Macht man ϱ_1 größer, so verläuft die Demodulationskennlinie steiler, aber in der Form fast ebenso. Im Grenzfall $\varrho_1 \to \infty$ wird die Demodulationskennlinie

$$u_{Dem} = I \cdot X_2 \cdot \frac{2 \cdot a}{\sqrt{1 + a^2}}$$

Sie verläuft dann also etwa dreimal so steil wie bei $\Omega_0 = 1$. Hierbei gilt anstelle von Gl. (13) nur noch die allgemeinere Gl. (12), da ja für Gl. (13) die erste Dimensionierungsvorschrift Voraussetzung war. Die dritte und vor allem die vierte Dimensionierungsvorschrift gelten jedoch in jedem Falle.

Rechenbeispiel

Ein Empfänger mit der Zwischenfrequenz 10,7 MHz hat einen Synchrodetektor, dessen Oszillator von der dritten Harmonischen synchronisiert wird. Der Oszillator schwingt also auf der Frequenz f_T = 3,567 MHz. Der Hub (maximal ± 75 kHz) wird ebenfalls auf den dritten Teil reduziert, d. h., Δf_{max} = 25 kHz. Die Demodulationskennlinie soll wegen der Verzerrungen nicht voll, sondern nur bis zu a_{max} = 0,5 ausgesteuert werden. Wegen Gl. (10) ergibt sich Δf_0 = 50 kHz. Die Reihenresonanz tritt also bei 3,517 MHz und die Parallelresonanz bei 3,617 MHz auf. Richtet man sich nach der ersten Dimensionierungsvorschrift, so ergibt sich ϱ_1 = 35,67. Der Parallelschwingkreis muß also dann gerade so stark bedämpft werden, daß er eine Güte von etwa 36 bzw. eine Bandbreite von 100 kHz hat, was durch Hinzuschalten eines Parallelwiderstandes zu L und C_1 leicht möglich ist. Da gemäß Gl. (16) ϱ_2 groß sein soll, ist R_2 so groß wie möglich zu dimensionieren. Es ist allerdings sinnlos, R_2 größer als den Sperrwiderstand von D_2 zu machen. Als D_2 soll daher eine Diode mit großem Sperrwiderstand ausgesucht werden. R_2 wird zu 200 kΩ gewählt. Für ϱ_2 genügt in der Praxis ein Wert von etwa 6···8. Das ergibt unter Berücksichtigung von Gl. (2) und Gl. (9) einen kapazitiven Widerstand für C_2 von X_2 = 10 kΩ (C_2 = 4,5 pF). Aus Gl. (13) erhält man nun auch C_1 = 80 pF. Der Parallelschwingkreis ist mit einer Induktivität von etwa 24 μH auf die Frequenz f_1 = 3,617 MHz abzustimmen. Den Widerstand R_1 ermittelt man aus der vierten Dimensionierungsvorschrift unter Beachtung von Gl. (1) zu R_1 = 30 kΩ. Zuletzt wird C_3 = 100 pF und C_k = 1 pF gewählt. Es ist zu beachten, daß in C_2 eventuell die Eigenkapazität von D_2 mit eingeht. Beträgt die Schwingungsamplitude des synchronisierten Oszillators etwa 20 V, so erhält man bei ± 75 kHz Hub eine niederfrequente Ausgangsspannung von etwa 1 V_{eff}.

Literatur

[1] Der Synchrodetektor als FM-Demodulator. radio und fernsehen 4 (1955), H. 15, S. 469

[2] Augsten, H.: Die Synchrodektorschaltung im UKW-Empfänger. radio und fernsehen 7 (1958), H. 17, S. 536–537

[3] Taeger, W.: Der Synchrodetektor. radio und fernsehen 8 (1959), H. 1, S. 19–21

[4] Kubitza, R.: Praktische Hinweise zum Bau eines Synchrodetektors. radio und fernsehen 10 (1961), H. 18, S. 584–585

Die Elektronik für ein Kleinmassenspektrometer

Teil 1

Dipl.-Phys. HEINZ HOFFMANN
und Dipl.-Phys. ERNST WILDE

Mitteilung aus der DAW zu Berlin, Inst. f. Phys. Chemie

Das Kleinmassenspektrometer stellt eine neue Konzeption in der Massenspektrometrie dar. Der Vorteil dieses Massenspektrometers liegt in seiner überaus einfachen Konstruktion, seiner Handlichkeit und Einfachheit in der Bedienung. Es dient insbesondere zur Lecksuche in der Halbleiter- und Vakuumtechnik, ferner als Restgasanalysator in Forschung und Technik sowie zur Kontrolle vieler im Hochvakuum ablaufender Prozesse. Das Arbeitsprinzip des vorliegenden Kleinmassenspektrometers wird kurz erläutert und ein Überblick über die zu seinem Betrieb notwendigen elektronischen Geräte gegeben. Es werden einige spezielle Schaltungen für die elektronische Versorgung des Kleinmassenspektrometers angegeben und diskutiert.

Einleitende Übersicht

Auf den Aufbau und die Wirkungsweise des Kleinmassenspektrometers wurde schon in [1] ausführlich eingegangen. Die folgende Beschreibung kann deshalb kurz gefaßt werden.

Bild 1 gibt einen Überblick über die Wirkungsweise des Massenspektrometers. In der Ionenquelle (1) wird das zu untersuchende Gasgemisch durch Elektronenstoß ionisiert. Dazu liefert eine Glühkatode (2) die zur Ionisation notwendigen Elektronen. Die gebildeten Ionen werden durch einen Spalt (3) abgesaugt und beschleunigt. Dann gelangen sie durch den Eintrittsspalt (4) in den Analysatorraum (5). Hier erfolgt durch ein spezielles rotationssymmetrisches inhomogenes Magnetfeld B die Zerlegung und Fokussierung des Ionenstrahls in ein Massenspektrum. Das magnetische Trennfeld lenkt die Ionen kreisbogenförmig ab, wobei der Radius dieser Kreisbögen von der spezifischen Massenzahl der Ionen, der Ionenbeschleunigungsspannung und der Magnetfeldstärke abhängig ist. Bei konstanter Magnetfeldstärke läßt sich die Beschleunigungsspannung so wählen, daß nur Ionen einer bestimmten Massenzahl den durch die Eintrittsrichtung, den Eintrittsspalt (4) und den Austrittsspalt (6) vorgegebenen Sollkreis durchlaufen und nach einer Umlenkung von 254° am Austrittsspalt (6) fokussiert werden.

Nach Passieren des Austrittsspalts (6) erfahren die positiven Ionen eine Nachbeschleunigung und erzeugen auf einer Prallplatte (7) Sekundärelektronen, die ihrerseits wieder mit der gleichen Beschleunigung auf einen Szintillatorkristall (8) treffen. Die von ihnen dort erzeugten Lichtimpulse können mittels eines Sekundärelektronenvervielfachers (SEV) bequem nachgewiesen werden. Durch Variation der Beschleunigungsspannung läßt sich ein bestimmter Massenbereich durchlaufen, und man erhält ein Massenspektrum nach Bild 2. Es gilt die Beziehung

$$M \sim \frac{1}{U_{Ion}}$$

wobei U_{Ion} die Ionenbeschleunigungsspannung und M die Ionenmasse bedeuten.

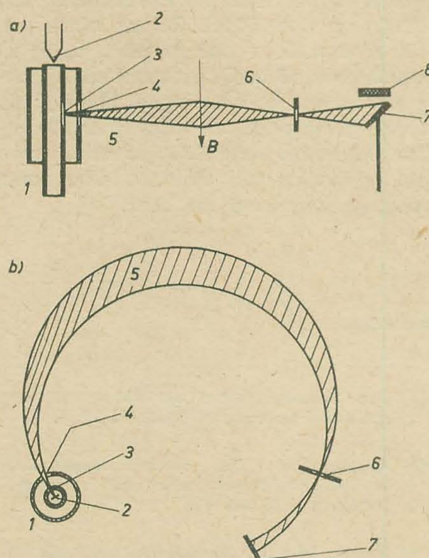


Bild 1: Wirkungsweise des Kleinmassenspektrometers

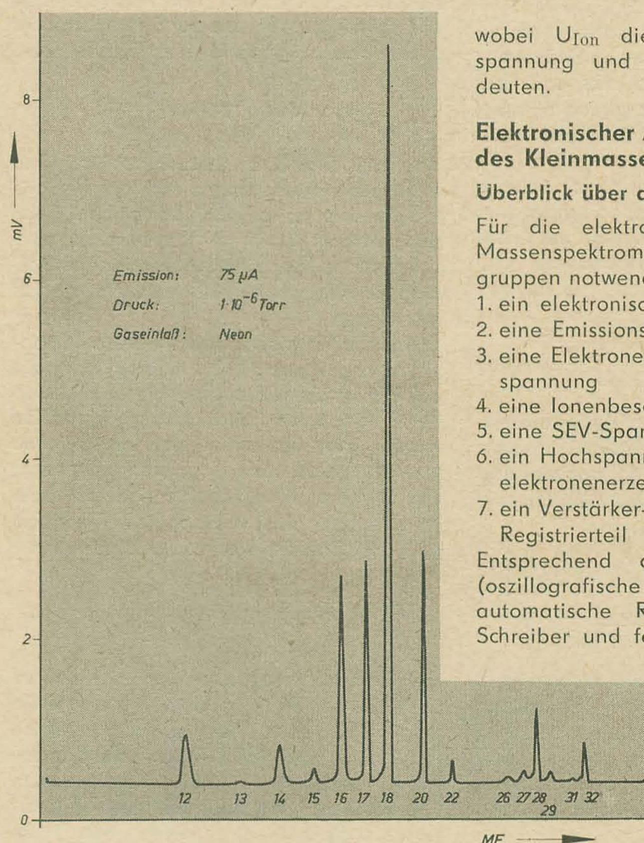


Bild 2: Ein mittels Schreiber registriertes Massenspektrum (ME = Masseneinheiten)

Elektronischer Aufbau des Kleinmassenspektrometers

Überblick über den Gesamtaufbau

Für die elektronische Versorgung des Massenspektrometers sind folgende Baugruppen notwendig (Bild 3):

1. ein elektronisch stabilisiertes Netzgerät
2. eine Emissionsstabilisierung der Katode
3. eine Elektronenbeschleunigungsspannung
4. eine Ionenbeschleunigungsspannung
5. eine SEV-Spannungsversorgung
6. ein Hochspannungsgerät zur Sekundärelektronenerzeugung
7. ein Verstärker-, Anzeige- und Registrierteil

Entsprechend den drei Betriebsarten (oszillografische Anzeige, Anzeige und automatische Registrierung mit einem Schreiber und feste Einstellung auf eine

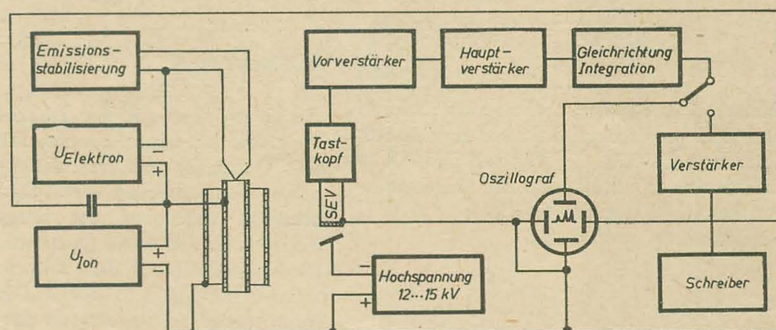


Bild 3: Blockschaltbild für die elektronische Versorgung des Massenspektrometers ▶

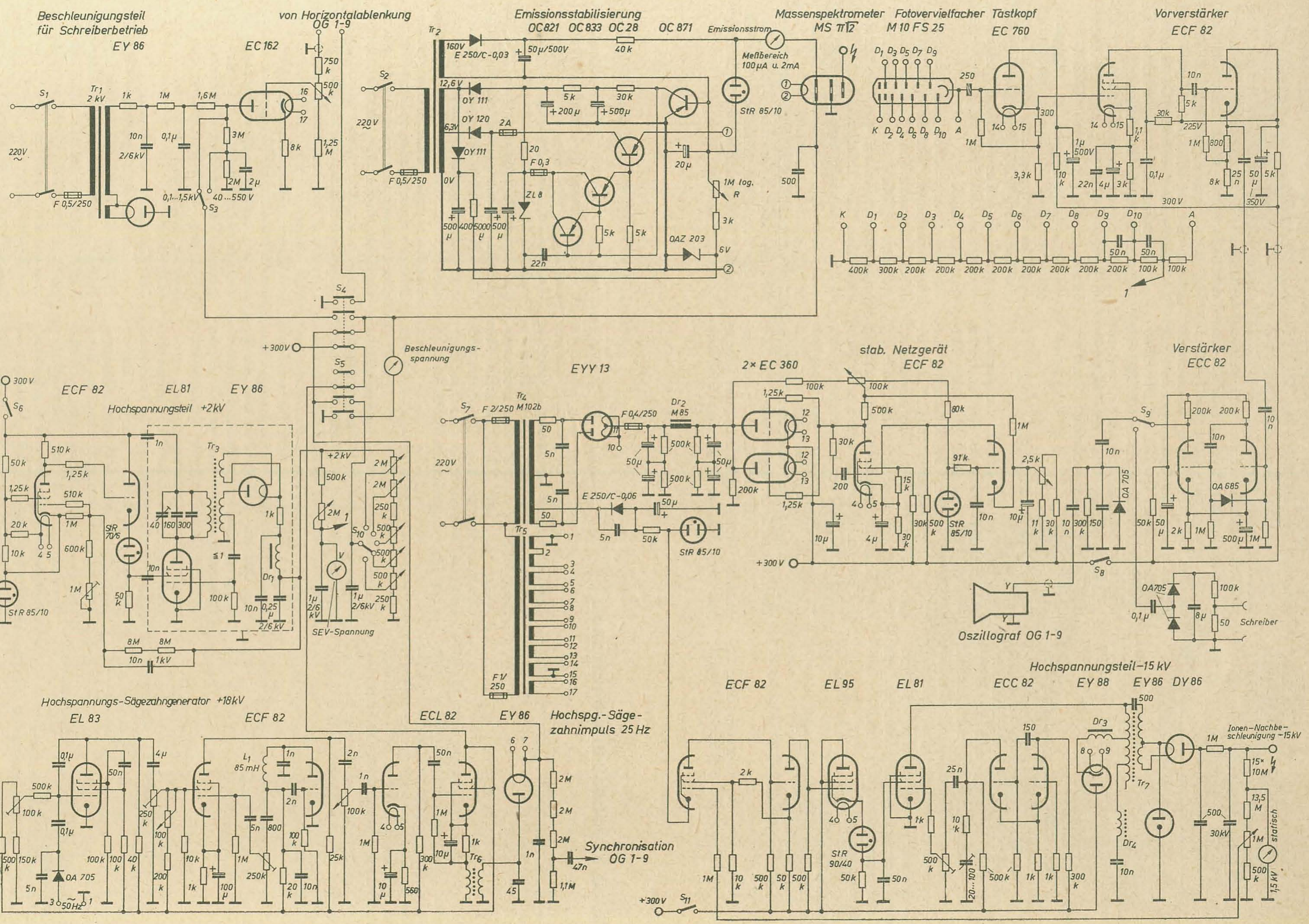


Bild 4: Elektronischer Schaltplan (Der Wert der Kondensatoren am Fotovervielfacher, D_9 und D_{10}, beträgt 500 pF, nicht – wie fälschlicherweise angegeben – 50 µF)

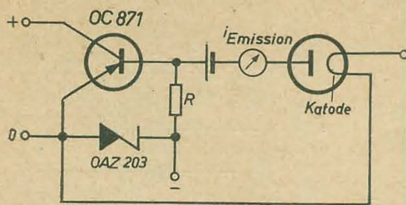


Bild 5: Gewinnung der Regelabweichung

bestimmte Masse) werden drei verschiedene Geräte zur Erzeugung und Veränderung der Ionenbeschleunigungsspannung benötigt:

1. ein Hochspannungssägezahngenerator (25 Hz);
2. ein Hochspannungsgerät mit langsam veränderlicher Ausgangsspannung und
3. ein Hochspannungsgerät zur Einstellung bestimmter Festspannungen; letzteres kann gleichzeitig für die SEV-Versorgung herangezogen werden.

Die Schaltungen der einzelnen elektronischen Baugruppen zur Versorgung des Kleinmassenspektrometers sind im Bild 4 zusammengestellt.

Beschreibung der einzelnen Funktionsgruppen

Elektronisch stabilisiertes Netzgerät

Die Versorgung der einzelnen Baugruppen übernimmt ein elektronisch stabilisiertes Netzgerät mit einer Ausgangsspannung von 300 V [2]. Die Stabilisierung der Ausgangsspannung erfolgt durch Steuerung einer Längsröhre (2 × EC 360 parallel) mittels eines zweistufigen Gleichspannungsverstärkers (ECF 82). Zum Spannungsvergleich dient die Stabilisatorröhre StR 85/10. Zwei Potentiometer dienen einmal der Spannungseinstellung auf den Sollwert (2,5 kΩ) und zum anderen der Brummkompensation (100 kΩ). Die Brummwechselspannung ist < 1 mV; die Stabilität beträgt 1%, bei $\Delta U_{Netz} = \pm 10\%$ und einem maximalen Strom von 250 mA.

Emissionsstabilisierung

Der von der Glühkatode des Massenspektrometers emittierte Elektronenstrom unterliegt bei Verzicht auf jede Stabilisierung starken Schwankungen, bedingt durch Netzspannungsschwankungen, Änderung der Druckverhältnisse im Massenspektrometer und Änderung der Elektronenbeschleunigungsspannung. Für die Aufnahme reproduzierbarer Massenspektren muß der Emissionsstrom konstant gehalten werden. Der Heizstrom der Katode beträgt bei geringster Emission 1,95 A und bei maximaler 2,2 A. Die zugehörigen Spannungen liegen bei 1,3 V und 1,65 V. Für die Regelung der genannten Werte eignet sich eine Transistorschaltung. Die verwendete Schaltung wurde in [3] bereits ausführlich beschrieben. Die Konstanthaltung des Emissionsstroms erfolgt durch Regelung des Heizstroms. Bereits kleine Änderungen des Heizstroms bewirken große Emissionsstromänderungen. Diese steile Kennlinie trägt mit zur Regelverstärkung des Kreises bei. Es wird ein Kreis mit stetiger Regelung benutzt. Der Transistor OC 28 arbeitet als veränderlicher Vorwiderstand der Glühkatode. Seine Verlustleistung steigt mit der entnommenen Leistung. In der vorliegenden Schaltung wird der festen Spannung der Zenerdiode (OAZ 203 ein Teil des Wertes $R \cdot i_{Emission}$ entgegengeschaltet (Bild 5). Eine entsprechende Regelabweichung gelangt auf die Basis des Transistors OC 871 und wird verstärkt. Je nach Zu- oder Abnahme des Emissionsstroms fällt bzw. steigt der Heizstrom der Katode.

Um den Emissionsstrom von Hand einstellen zu können, wird ein Potentiometer (1 MΩ) zusammen mit einem Schutzwiderstand (3 kΩ), der den maximalen Emissionsstrom festlegt, als Widerstand R verwendet. Der Emissionsstrom ist von 10 μA···2 mA stetig regelbar und im Bereich von 0,1···2 mA bei $\Delta U_{Netz} = \pm 10\%$ auf 1% stabilisiert.

Die Elektronenbeschleunigungsspannung wird aus einer zusätzlichen Wicklung des Tr_2 gewonnen. Eine Stabilisatorröhre vom Typ StR 85/10 sorgt für die notwendige Spannungskonstanz.

Neue Exponentialwiderstände

Exponentialwiderstände, deren Strom-Spannung-Charakteristik nach der Exponentialfunktion

$$i = k \cdot u^n$$

verläuft, sind schon lange bekannt. Jetzt wurde von der amerikanischen Firma Bourns ein Widerstand hergestellt, bei dem der Exponent n sehr genau auf n = 2 abgeglichen wurde, so daß die Strom-Spannungs-Charakteristik die Form

$$i = k \cdot u^2$$

annimmt. Dieser Quadratron genannte Widerstand wird unter der Typenbezeichnung 4100 für zwei Standardspannungswerte, 10 V und 100 V, geliefert. Sein Hauptanwendungsgebiet findet der quadratische Widerstand in Analogrechnern, wo er über das bekannte Verfahren

$$X \cdot Y = \frac{1}{4} [(X + Y)^2 - (X - Y)^2]$$

die Ausführung von Multiplikationen zweier Größen auf einfache Weise durchzuführen gestattet, nachdem die Summe und die Differenz dieser Größen gebildet worden ist. Darüber hinaus lassen sich mit dem Quadratron noch weitere Funktionen durchführen, wie z. B. das Ziehen von Quadrat- und Kubikwurzeln, die Bildung von Quotienten zweier Größen, die Berechnung von Exponentialfunktionen und die Darstellung der Kreisfunktionen sin x, $\sin^2 x$ und cos x usw.

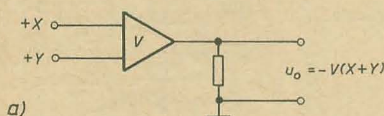
Die Exponentialwiderstände lassen sich überall dort einsetzen, wo in Verbindung mit Rechenverstärkern analoge Rechenaufgaben zu lösen sind, beispielsweise in kommerziellen Analogrechnern, bei Servoverstärkern, zur Linearisierung von Meßwertumformern, bei der Instrumentation, in Prüfgeräten usw. Es wird eine Genauigkeit von besser als 0,2% (bezogen auf die angelegte Spannung) gewährleistet.

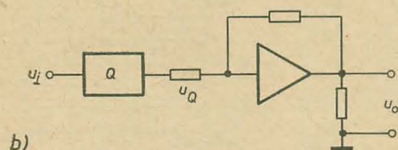
Die maximal zulässige Arbeitstemperatur ist 32 °C, der maximale Strom 1,5 mA und der Temperaturkoeffizient 0,09%/°C im Temperaturbereich 19···23 °C bzw. 0,27%/°C oberhalb 23 °C. Der auf Halbleiterbasis hergestellte Widerstand ist wie alle Halbleiterelemente temperaturempfindlich; er sollte daher am besten bei Zimmertemperatur oder in einem Thermostaten verwendet werden. Es besteht auch die Möglichkeit, den Temperaturkoeffizienten durch einen externen Serienwiderstand zu kompensieren.

Der Aufbau des Quadratron ist folgender: Eine Vielzahl hintereinandergeschalteter, versilberter Siliziumkarbidscheiben mit dem Exponenten n = 2,4 ergeben zusammen mit einem Widerstands-Dioden-Netzwerk den Exponenten n ≈ 2 des Quadratron. Den genauen Abgleich n = 2 erhält man durch Beschaltung der Anordnung mit dem richtigen äußeren Widerstand.

Der Quadratron-Widerstand gibt dem Ingenieur des Analogrechners ein neues Mittel in die Hand, mit dem er fast jede beliebige mathematische Funktion gewinnen kann. Er ist sehr billig im Vergleich zu den sonst in Analogschaltungen angewandten Techniken, wie z. B. Dioden-Brückenschaltungen. Ein Schaltungsbeispiel zeigt das Bild.

A. Tewes





Schaltungsbeispiel für den Exponentialwiderstand Quadratron.
a) Summation im Rechenverstärker
b) Ableitung der Quadratfunktion mit dem Quadratron

M. JANSEN und H. J. QUADT

Steile Spanngitterregelpentode für Fernseh-ZF-Verstärker
EF 183

In der Reihe der modernen Spanngitterröhren für den Einsatz in Fernsehempfängern steht neben der steilen nicht regelbaren ZF-Pentode EF 184[1]) seit einiger Zeit auch die spezielle Regelpentode EF 183 zur Verfügung.

Bedingt durch die Regelkennlinie ist die Anfangssteilheit der EF 183 mit 12,5 mA/V zwar niedriger als die der EF 184 mit 15 mA/V, aber doch beträchtlich größer als die Steilheit der vergleichbaren Regelpentode EF 85 mit 6 mA/V.

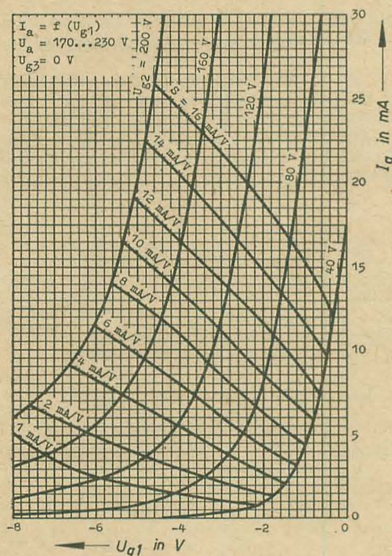
Die EF 183 kann in dreistufigen ZF-Verstärkern in der 1. und 2. Stufe verwendet werden, wobei durch die Regelung beider Stufen besonders gute Regeleigenschaften des Gerätes bei geringen Modulationsverzerrungen erreicht werden.

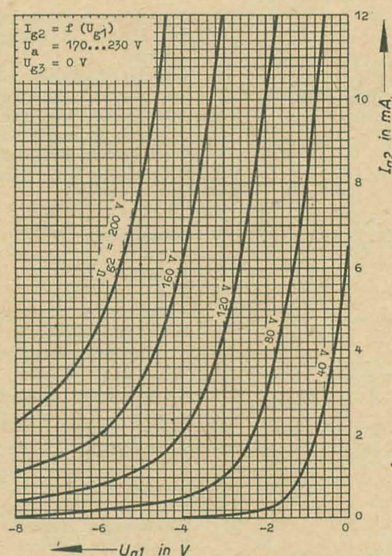
Wird nur ein zweistufiger ZF-Verstärker mit einer EF 183 und einer EF 184 verwendet, so empfiehlt sich die Regelung der VHF-Eingangsstufe, um das Gesamtregelverhalten des TV-Empfängers zu verbessern.

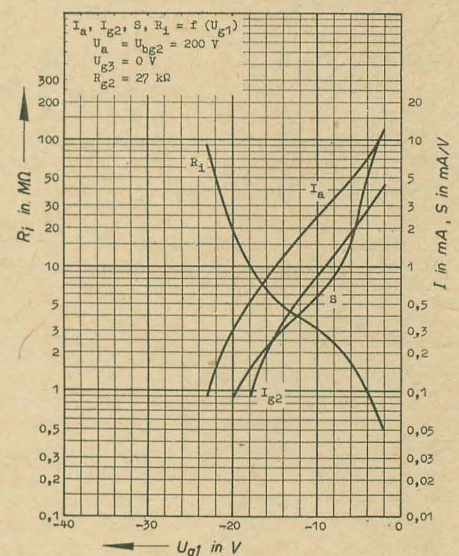
Zur Vermeidung von Verformungen der ZF-Durchlaßkurve durch Veränderung der Eingangskapazität bei der Regelung der EF 183 wird die Verwendung eines unüberbrückten Katodenwiderstandes von 22 Ω vorgeschlagen.

Wie bei der EF 184 ist auch bei der EF 183 die Katode an zwei Anschlußstiften herausgeführt.

[1]) siehe „Röhreninformation EF 184". radio und fernsehen 14 (1965), H. 22







Technische Daten

Heizung

indirekt, Parallel- oder Serienspeisung, normierte Anheizzeit.

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	300	mA

Kenndaten

Anodenspannung	U_a	200	V
Spannung an g3	U_{g3}	0	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	90	V
Gittervorspannung	U_{g1}	− 2	V
Anodenstrom	I_a	12	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	4,5	mA
Steilheit	S	12,5	mA/V
Innenwiderstand	R_i	500	kΩ
elektronischer Eingangswiderstand für f = 40 MHz	$r_{e\,(40\,MHz)}$	13	kΩ
äquivalenter Rauschwiderstand	r_{aeq}	490	Ω

Betriebsdaten

Anodenspannung	U_a	200		V
Spannung an g3	U_{g3}	0		V
Schirmgitterspeisespannung	U_{bg2}	200		V
Schirmgittervorwiderstand	R_{g2}	27		kΩ
Gittervorspannung	U_{g1}	− 2	− 9,5	V
Anodenstrom	I_a	12	2,7	mA
Steilheit	S	12,5	0,62	mA/V

Betrieb mit Katoden- und/oder Schirmgitterwiderstand wird empfohlen.

Grenzdaten

Anodenkaltspannung	U_{a0}	max	550	V
Anodenspannung	U_a	max	250	V
Anodenbelastung	N_a	max	2,5	W
Schirmgitterkaltspannung	$U_{g2\,0}$	max	550	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	max	250	V
Schirmgitterbelastung	N_{g2}	max	0,65	W
Katodenstrom	I_k	max	20	mA
Gitterableitwiderstand (automatische Vorspannung durch R_k)	$R_{g1\,(k)}$	max	1	MΩ
Gitterableitwiderstand (feste Gittervorspannung)	$R_{g1\,(f)}$	max	0,5	MΩ

Bremsgitterwiderstand	R_{g3}	max	50	kΩ
Gittervorspannung	$-U_{g1}$	max	50	V
Spannung zwischen Heizer und Katode	$U_{f/k}$	max	150	V
äußerer Widerstand zwischen Heizer und Katode	$R_{f/k}$	max	20	kΩ

Sockelschaltung und Abmessungen der EF 183 wie EF 184

Kapazitäten

Eingangskapazität	$c_{g1\,(a)}$	9,5	pF
Ausgangskapazität	$c_{a\,(g1)}$	3,0	pF
Kapazität Gitter 1 gegen Anode	c_{g1a}	0,0055	pF

Steile Doppeltriode für VHF-Kaskodeeingangsstufen von TV-Empfängern ECC 88, PCC 88

Mit der E/PCC 88 kam erstmalig eine Spanngitterröhre in Fernsehempfängern zum Einsatz, während vorher die Spanngittertechnik nur bei Röhren für die Nachrichten- und Meßtechnik verwendet wurde.
Durch die E/PCC 88 konnte gegenüber der bis dahin in den Eingangskaskodestufen verwendeten Röhre E/PCC 84 eine Verbesserung des Rauschfaktors um 40 % erreicht werden.
Die PCC 88 gehört seitdem zur Standardbestückung der Fernsehempfänger mit Kaskodekanalwählern.
Da die Sockelschaltung der E/PCC 88 der der ECC 85 mit getrennt herausgeführter Abschirmung entspricht und nicht wie bei der ECC 84 Abschirmung und g_{II} verbunden sind, hat sich die ECC 88 auch in Geräten der Nachrichten- und Meßtechnik eingeführt, obwohl hier für viele Zwecke die Langlebensdauerröhre E 88 CC bevorzugt werden sollte.
Die E/PCC 88 wird vom Export- und Importbüro für Elektronenröhren des VEB Funkwerk Erfurt geliefert.

Technische Daten

Für Kaskode-Stufen System I in Katodenbasis-, System II in Gitterbasisschaltung.

Heizung

indirekt geheizte Oxidkatode

ECC 88:			
Parallelspeisung			
Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	335	mA
PCC 88:			
Serienspeisung, normierte Anheizzeit			
Heizstrom	I_f	300	mA
Heizspannung	U_f	7	V

Kenndaten (je System)

Anodenspannung	U_a	90	V
Gittervorspannung	U_g	−1,3	V
Anodenstrom	I_a	15	mA
Steilheit	S	12,5	mA/V
Leerlaufverstärkungsfaktor	μ	33	
Innenwiderstand	R_i	2,6	kΩ
äquivalenter Rauschwiderstand	r_{aeq}	300	Ω

Grenzdaten (je System)

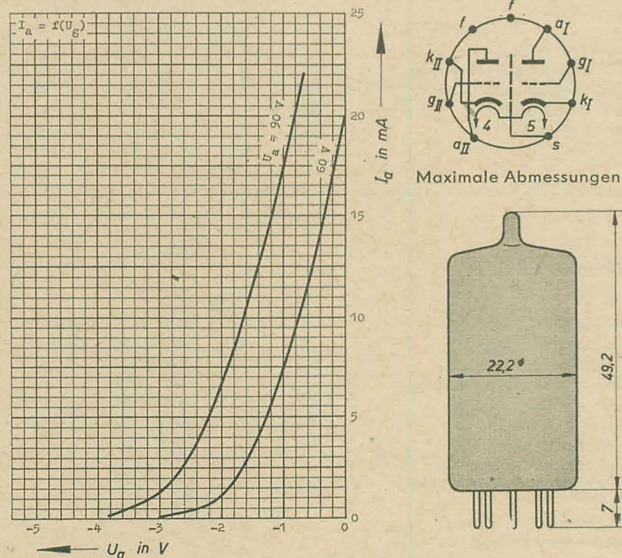
Anodenkaltspannung	U_{a0}	max	550	V
Anodenspannung	U_a	max	130	V
Anodenbelastung	N_a	max	1,8	W
Katodenstrom	I_k	max	25	mA
Gitterspannung	$-U_g$	max	50	V
Gitterbelastung	N_g	max	30	mW
Gitterableitwiderstand	R_g	max	1	MΩ
äußerer Widerstand zwischen Heizer und Katode	$R_{f/k}$	max	20	kΩ

		ECC 88		PCC 88	
Spannung zwischen Heizer und Katode (Effektivwert)	$U_{f/k\,eff}$	max	50	max	80 V
Spannung zwischen Heizer und Katode II (kII positiv)	$U_{-f/kII}$	max	150	max	180 V
davon Gleichspannungsanteil	$U_{-f/kII}$	max	130	max	130 V

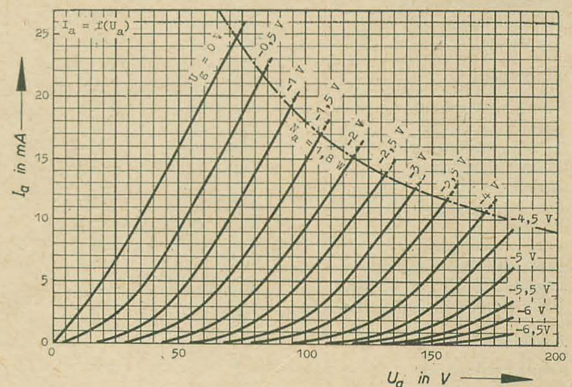
Bei Einsatz in geregelten Kaskodeschaltungen ist folgendes zu beachten:
Um die maximal zulässige Anodenspannung nicht zu überschreiten, muß die Gittervorspannung für das Gitterbasissystem (System II) über einen Spannungsteiler der Anodenspannungsquelle entnommen werden. Die Anodenspannung des Katodenbasissystems (System I) darf im ungeregelten Zustand 75 V nicht übersteigen, wenn die Grundvorspannung dieser Stufe durch Gitterstrom erzeugt wird.

Kapazitäten

System I			
Anode gegen Katode + Heizer + innere Abschirmung	$c_{aI/kI\,f\,s}$	1,8	pF
Gitter gegen Katode + Heizer + innere Abschirmung	$c_{gI/kI\,fs}$	3,3	pF
Gitter gegen Anode	$c_{gI\,aI}$	1,4	pF
Gitter gegen Heizer	$c_{gI\,f}$	< 0,2	pF
System II			
Anode gegen Gitter + Heizer + innere Abschirmung	$c_{aII/gII\,f\,s}$	2,8	pF
Katode gegen Gitter + Heizer + innere Abschirmung	$c_{kII/gII\,f\,s}$	6	pF
Gitter gegen Anode	$c_{gII\,aII}$	< 1,8	pF
Anode gegen Katode	$c_{aII\,kII}$	0,18	pF
Katode gegen Heizer	$c_{kII\,f}$	< 3,5	pF
Zwischen den Systemen			
Anode I gegen Anode II	$c_{aI\,aII}$	< 0,045	pF
Gitter I gegen Anode II	$c_{gI\,aII}$	< 0,005	pF



Maximale Abmessungen



Der Transistorempfänger (3)

Prüfen – Abgleich – Reparatur

Prüfen von Transistoren

Allgemeines

Es gibt verschiedene Transistorprüfgeräte. Die einfachsten arbeiten nach einer Gleichstrommethode. Mit ihnen ermittelt man die zur Beurteilung eines Transistors ausreichenden Größen I_{CEO} = Kollektorreststrom, β = Stromverstärkungsfaktor sowie die Güte $G = \beta/I_{CEO}$. Weiterhin kommen Wechselstromprüfgeräte zur Bestimmung der h-Parameter (Bestimmungsgrößen eines Vierpols bei kurzgeschlossenem Ausgang und offenem Eingang) und dynamische Prüfgeräte zur Überprüfung der HF-Eigenschaften zur Anwendung.
Die genannten Prüfgeräte können mit einer Batterie oder auch über einen Gleichrichter aus dem Wechselstromnetz betrieben werden. Man kann sie in Hinsicht auf ihre Benutzung dementsprechend auslegen. Die zur Speisung des „transivar 1" benutzten Normalbatterien gestatten z. B. die Prüfung von etwa 10 000 Transistoren, so daß die Betriebskosten minimal sind. Die weiteren Vorteile des Batteriebetriebes sind: niedriges Gewicht, geringes Volumen sowie einfache Bedienung des Gerätes. Die Nachteile sind eine zum Teil oder völlig verbrauchte Batterie, gerade dann, wenn keine frische Ersatzbatterie greifbar ist. Nach diesen Darlegungen bleibt es jedem selbst überlassen, sich für ein batteriebetriebenes oder netzbetriebenes Transistorprüfgerät (oder -einrichtung) zu entscheiden.

Prüfen von Transistoren mit einem Leitungsprüfer

Transistoren können unter Umständen ohne besondere und umfangreiche Prüfeinrichtung mit einem Leitungsprüfer grob überprüft werden. Es ist jedoch stets darauf zu achten, daß der Leitungsprüfer keinen höheren Strom als 20 mA bei Vollausschlag fließen läßt. Vor der Verwendung eines im Besitz befindlichen Leitungsprüfers zum Überprüfen von Transistoren sollte vorher seine Stromaufnahme bei Vollausschlag gemessen werden, um ein Prüfobjekt nicht zu zerstören. Ungeeignet sind ältere Leitungsprüfer mit einer 4,5-V-Batterie, z. B. der ältere Leitungsprüfer von S. & H., der bei überbrückten Anschlußklemmen mit einem Universalmesser I > 20 mA aufnimmt. Geeignet ist z. B. der Leitungsprüfer mit drei Widerstandsmeßbereichen (1, 10 und 100 kΩ; R_i 50, 500 und 5000 Ω; I bei Vollausschlag: 30, 3 und 0,3 mA) und eingebautem 1,5-V-Element.
Zum Überprüfen von Transistoren mit diesem Instrument ist sein höchster Meßbereich (x 10) zu empfehlen, da bei direkter Überbrückung seiner Anschlußklemmen im Höchstfall nur 0,3 mA fließen können. Desweiteren soll die Polarität des Leitungsprüfers bekannt sein.

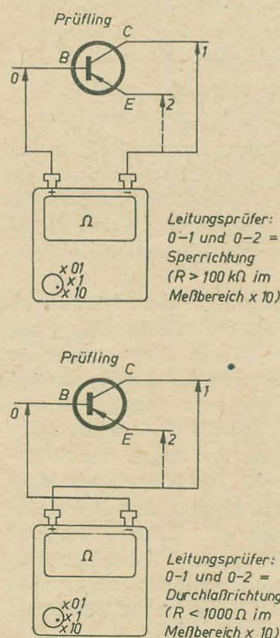


Bild 7: Transistorprüfung mit Leitungsprüfer a) Pluspol an Basis, Minuspol an Kollektor bzw. Emitter (Sperrichtung), b) Minuspol an Basis, Pluspol an Kollektor bzw. Emitter (Durchlaßrichtung)

Verbindet man nun den + Pol des Leitungsprüfers mit dem Basisanschluß und den — Pol mit dem Kollektoranschluß des zu prüfenden Transistors, so ist dies die Sperrichtung und der Zeiger des Meßwerks darf nur wenig ausschlagen (hoher Widerstand), dasselbe ist der Fall, wenn der — Pol des Leitungsprüfers statt mit dem Kollektor mit dem Emitter verbunden wird. Diese Prüfung allein kann irreführen. Deshalb prüft man nochmals mit umgekehrter Polarität in Durchgangsrichtung. Dazu wird der — Pol des Leitungsprüfers mit dem Basisanschluß und der + Pol mit dem Kollektor- bzw. Emitteranschluß verbunden. Da dies die Durchlaßrichtung ist, muß der Zeiger des Meßwerkes mehr als zuvor ausschlagen, wenn keine Unterbrechung vorliegt (niedriger Widerstand).
Bild 7 zeigt die Prüfung eines Transistors in Durchlaß- und Sperrichtung bei entsprechender Polarität des Durchgangsprüfers.
Zur vollkommeneren Untersuchung sollte aber ein Transistor in einer Transistor-Prüfeinrichtung gemessen werden. Industrielle Geräte für Transistorprüfungen werden mit der Bezeichnung „transivar 1"

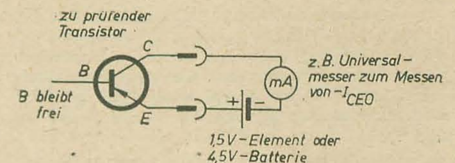


Bild 8: Die Messung des Kollektorreststromes I_{CEO} mit einem 1,5-V-Element oder einer 4,5-Batterie

und Typ 1020 vom VEB Funkwerk Erfurt hergestellt.

Messen des Kollektorreststromes I_{CEO}

Zur Messung des Kollektorreststromes I_{CEO} genügt bereits ein 1,5-V-Element oder eine 4,5-V-Batterie sowie ein Multizet oder ein ähnliches Meßinstrument (z. B. „Universalmesser 1"), die zu diesem Zweck mit dem zu prüfenden Transistor nach Bild 8 geschaltet werden. Man wähle im Interesse des Meßinstrumentes zu Beginn der Messung zunächst einen höheren Strommeßbereich (30 bzw. 150 mA) und schalte erst dann auf einen niedrigeren um, wenn der Zeigerausschlag nicht zu groß (bzw. zu klein) ausfällt. Bei Reststrommessungen ist zu Beginn nicht immer sofort ein hoher Strom zu erwar-

ten; bei manchen defekten Transistoren steigt er erst nach und nach an.

Prüfen der Transistoren im Empfänger mit Spannungs- und Strommesser

Sollen eingebaute Transistoren in HF- und NF-Stufen geprüft werden, so lötet man sie nicht erst aus, sondern prüft sie gleich im Empfänger. Auf diese Weise werden noch einwandfreie Transistoren durch Auslöten nicht unnötig gefährdet oder gar zerstört. Die folgende einfache Methode, Transistoren in der Schaltung zu prüfen, eignet sich aber nur für die Untersuchung von Transistoren in Stufen von HF- und NF-Verstärkern. Endstufentransistoren prüft man am besten durch Messen des Kollektorstromes und die Symmetriekontrolle der Transistoren in einer Gegentakt-B-Endstufe nach einem später beschriebenen Kurzverfahren.
Vor dem Auswechseln eines fehlerverdächtigen Transistors sind die in der betreffenden Stufe befindlichen Bauelemente stets gründlich zu überprüfen, um den neuen Transistor nicht gleich wieder zu zerstören.

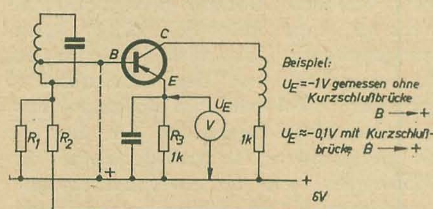


Bild 9: Prüfung eines Transistors im Empfänger durch Kurzschließen der Basis zur Bezugsleitung und Messen der Emitterspannung U_E

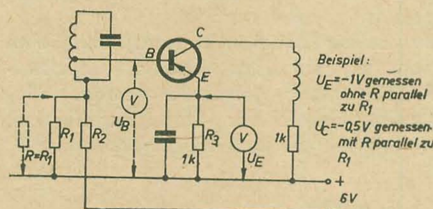


Bild 10: Prüfung eines Transistors im Empfänger durch Überbrückung des Basisspannungsteiler-Widerstandes R_1 mit einem Widerstand gleichen Widerstandswertes (R) und die Messung von U_E und U_B

Das Parallelschalten eines einwandfreien Transistors zu dem fehlerverdächtigen ist nicht ratsam, da defekte Bauelemente den zur Prüfung parallel geschalteten Transistor ebenso gefährden oder zerstören können, wie den in der Schaltung befindlichen.

HF- und NF-Stufen

Das Prüfen von Transistoren in HF- und NF-Stufen zeigt Bild 9. Zuerst wird die Emitterspannung U_E (Spannungsabfall an R_3) des betreffenden Transistors gemessen, ohne daß seine Basis (B) zum Bezugspunkt (Plusleitung) überbrückt ist. Sie beträgt in den meisten praktischen Fällen etwa 1 V. Dann wird die Basis mit dem Bezugspunkt (Plusleitung) kurzgeschlossen. Ist der Transistor einwandfrei, muß jetzt die Emitterspannung U_E etwa — 0,1 V betragen.

Es kann auch so verfahren werden, daß man die Basis des zu prüfenden Transistors über einen Widerstand mit dem Bezugspunkt (Plusleitung) der Schaltung verbindet, dessen Widerstandswert gleich dem des Basisspannungsteilerwiderstandes R_1 ist (Bild 10). Dadurch wird die Basisspannung U_B auf den halben Spannungswert herabgesetzt, und die am Emitterwiderstand gemessene Spannung geht etwa auf den halben Wert zurück.
Bei einem einwandfrei funktionierenden Transistor muß die Basisspannung ohne R parallel zu R_1 etwa — 0,1 ··· — 0,2 V höher liegen als die Emitterspannung U_E, bzw. negativer sein. Dies läßt sich mit einem zweiten gleichen Spannungsmesser mit gleichem Meßbereich (20 kΩ/V) (im Bild gestrichelt) oder durch Umklemmen des einen vorhandenen Instrumentes messen.
Die beschriebenen Prüfmethoden gelten für alle drei Transistorschaltungen (Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung), da hier nur die statischen Gleichstromwerte kontrolliert werden. Sind die auf diese Weise geprüften Transistoren für in Ordnung befunden, so kann mit Sicherheit angenommen werden, daß sie auch ihre Wechselstromeigenschaften noch besitzen.

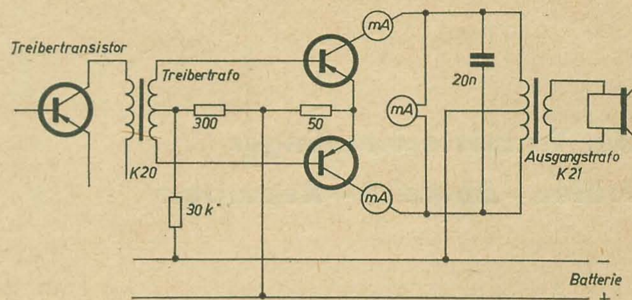


Bild 11: Prüfen der Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe einschließlich Symmetriekontrolle

Gegentakt-B-Endstufe

Zur Prüfung der Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe mittels Strommessung muß der Strommesser stets in die Kollektorleitung geschaltet werden; das Einschalten in die Emitterleitung ergibt infolge Fehlmessungen durch den R_i des Strommessers keine zuverlässigen Ergebnisse.
Die Symmetriekontrolle der Transistoren in der Gegentakt-B-Endstufe führt man am einfachsten mittels Strommesser im kleinsten Meßbereich (~ 3 mA) parallel zur Primärwicklung des Ausgangstransformators durch (Bild 11). Hierbei soll I Null betragen bzw. der Zeiger des Strommessers nur 1···2 Teilstriche vom Nullpunkt abweichen. Liegt z. B. der Pluspol des Strommessers am oberen Anschluß der Primärwicklung des Ausgangstransformators an und schlägt der Zeiger mehr als zwei Teilstriche aus, so ist der obere Transistor nicht einwandfrei.

Transistorenrauschen

Rauschende Transistoren lassen sich auffinden, wenn man ihren Kollektor über einen Elektrolytkondensator in der Größenordnung von etwa 10 μF an den Bezugspunkt der Schaltung bzw. an das Chassis legt. Das HF- oder NF-Signal wird kurzgeschlossen, d. h. es kann nicht zur folgenden Stufe gelangen. Von der Endstufe beginnend, überbrückt man dann der Reihe nach jeden Transistor bis zur Eingangsstufe (Vor- oder Mischstufe). Der Transistor, bei dem das Rauschen im Lautsprecher bei Überbrückung mit dem Elektrolytkondensator aufhört, ist rauschverdächtig und auszuwechseln.

Prüfen der Transistoren im Empfänger mit Prüfgenerator und Signalverfolger

Ein Transistor kann in HF- und NF-Stufen auch gleich im Empfänger geprüft werden. Mit dieser Prüfung kann aber nur festgestellt werden, ob der betreffende Transistor überhaupt noch verstärkt bzw. arbeitet.
Die Prüfung im Empfänger wird in der von der Röhrenschaltung her bekannten Weise unter Beachtung der beim Umgang mit Transistoren erforderlichen besonderen Maßnahmen (Trennkondensatoren) durchgeführt. Zu diesem Zweck braucht man einen entsprechenden Signalgeber. Für Messungen bzw. Untersuchungen im HF-Teil am besten einen HF-Prüfgenerator oder auch nur einen Multivibrator und für Untersuchungen im NF-Teil einen Tongenerator oder ebenfalls nur einen Multivibrator, beide mit regelbarer Ausgangsspannung. Zur Anzeige bzw. Feststellung des Signals benutzt man einen Signalverfolger mit Magischem Auge oder ein entsprechendes Röhrenvoltmeter.
Notfalls kommt man auch mit einem Kopfhörer und den Anordnungen nach

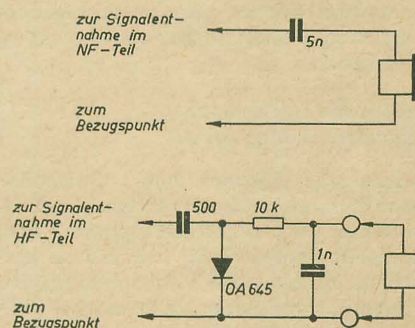


Bild 12: Fehlersuche mit Kopfhörer mittels Signalentnahme a) im NF-Teil, b) im HF-Teil

Bild 13: Verstärkungsmessung einer Transistor-ZF-Stufe (Funktionsprüfung des Transistors)

Bild 14: Funktionsprüfung eines pnp-Transistors in einer NF-Stufe durch Messung der Spannungsverstärkung in Emitterschaltung (statt des NF-Röhrenmillivoltmeters kann behelfsmäßig auch ein Kopfhörer (Bild 12 a) oder ein Signalverfolger mit Abstimmanzeigeröhre verwendet werden)

den Bildern 12 a und 12 b aus, je nach dem, ob es sich um die Prüfung eines Transistors im HF-Teil oder NF-Teil eines Empfängers handelt. Wenn dann noch ein Sender als Signalgeber benutzt werden kann, gestalten sich die Untersuchungen von Transistoren im Empfänger besonders einfach. Allerdings läßt sich auf diese Weise der Verstärkungsgrad nur akustisch feststellen.

Bild 13 zeigt die Prüfung eines Transistors in der ZF-Stufe eines Empfängers. Zunächst werden Prüfgenerator und Signalverfolger über 0,1 μF an die Basis gelegt. Der Masseanschluß des Prüfgenerators und Signalverfolgers ist mit dem Chassis (+) des Empfängers zu verbinden. Dann wird die ZF-Ausgangsspannung des Prüfgenerators so einreguliert, daß sich die Leuchtsektoren des Magischen Auges vom Signalverfolger gerade schließen.

Hiernach wird die eingestellte ZF-Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_1$ am geeichten Ausgangsspannungsregler des Prüfgenerators abgelesen und notiert. Nun wird der Signalverfolger an den Kollektor des Transistors gelegt. Die ZF-Ausgangsspannung des Prüfgenerators wird zurück geregelt, bis sich die Leuchtsektoren des Magischen Auges gerade wieder wie vorher schließen. Die HF-Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_2$ am Prüfgenerator muß nun geringer sein, weil die Verstärkung des zu untersuchenden Transistors hinzugekommen ist. Um den Verstärkungsfaktor des Transistors zu ermitteln, wird $\mathfrak{U}_1$ durch $\mathfrak{U}_2$ geteilt und man erhält den Verstärkungsfaktor des zu untersuchenden Transistors.

Statt eines Prüfgenerators mit geeichtem HF-Ausgangsregler kann auch ein Prüfgenerator ohne geeichtem HF-Ausgangsregler in Verbindung mit einem geeigneten HF- bzw. NF-Röhrenmillivoltmeter zur Prüfung des betreffenden Transistors benutzt werden.

Bild 14 zeigt die Prüfung eines Transistors in der NF-Stufe eines Empfängers.

Zum Beginn der Prüfung wird hier nach dem gleichen Prinzip gearbeitet wie im ZF-Teil. Als Signalgeber wird ein Tongenerator verwendet und die Stärke des Eingangs- und Ausgangssignales mittels Kopfhörer (Bild 12 a) festgestellt. Dieses einfache Verfahren besitzt den Vorzug, mit wenigen und einfachen Hilfsmitteln auszukommen. Es reicht für die Fehlersuche vollkommen aus, wenn damit auch keine exakten Meßergebnisse erzielt werden können. Um diese zu erhalten, ist lediglich der Kopfhörer durch ein NF-Röhrenmillivoltmeter zu ersetzen. Mit diesem lassen sich dann die Meßergebnisse zur Auswertung späterer Untersuchungen auch wie beim ersten Vorschlag fixieren.

Bild 15: Meßschaltung zur Überprüfung von Transistoren auf Paarigkeit (Universalmesser I VEB EAW Treptow 20 kΩ/V)

Um einen Transistor nach seinen wichtigsten statischen Kennwerten beurteilen zu können, muß eine geeignete Prüfeinrichtung benutzt werden, mit welcher die Messung der Kurzschlußstromverstärkung sowie die Messung des Kollektorreststromes möglich ist. Gut eignen sich für beide Messungen die Transistorprüfgeräte „transivar 1", „Typ 1019 und 1023" sowie „TDP 101", mit denen neben weiteren Messungen an Transistoren auch Halbleiterdioden geprüft werden können.

Zusammenstellen von „Pärchen" für Gegentakt-Endstufen

Es ist ratsam, die Kennlinien der Transistoren vor ihrem Einbau in eine Gegentakt-Endstufe auf ihre Eignung hin zu überprüfen (Bild 15). Die Meßwerte I_B und eventuell auch U_{BE} der auf Paarigkeit zu kontrollierenden Transistoren werden für zwei verschiedene Kollektorströme bei $-U_{CE} = 1$ V ermittelt. Dieser Spannungs-

Tabelle:

	Typ	I_C in mA	I_B in mA	$\frac{I_{B\,I}}{I_{B\,II}}$	U_{BE} in mV	$\frac{U_{BE\,I}}{U_{BE\,II}}$	$U_{BE\,I} - U_{BE\,II}$ in mV
I	OC 816	10	0,17		210		
		80	1,7	1,13	415	1,05	10
II		10	0,15	1,13	200	1,06	15
		80	1,5		400		
I	OC 820	10	0,57		315		
		80	5,75	1,14	540	1,05	15
II		10	0,5	1,15	300	1,02	10
		80	5,0		550		
I	OC 821	10	0,46		260		
		80	4,3	1,15	515	1,04	10
II		10	0,4	1,10	250	1,03	15
		80	3,9		500		

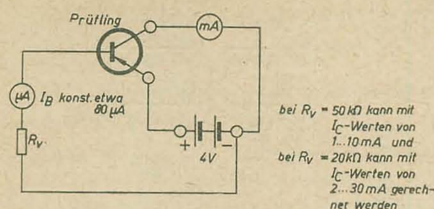


Bild 16: Einfache Schaltung zum Aussuchen von Transistorpärchen

wert wird mit dem Regler P_2 eingestellt. Weiterhin ist mit dem Regler P_1 die Basisspannung U_{BE} so einzuregeln, daß der Kollektorstrom I_C den gewünschten Wert hat, ohne P_{max} zu überschreiten. Die Kollektorspannung U_{CE} ist dabei mit P_2 konstant auf 1 V zu halten. Der bei dem gewünschten Kollektorstrom (für OC 816 z. B. 10 mA und 80 mA) fließende Basisstrom I_B (für OC 816 z. B. 0,17 mA und 1,7 mA) und eventuell auch die Basisspannung U_{BE} (z. B. 210 mV und 415 mV) sind zu notieren (Tabelle) und dann das Verhältnis der Basisströme oder -spannungen zu errechnen.

Zwei Transistoren, deren Meßwerte eine der folgenden Beziehungen an zwei Punkten (im Beispiel: bei $I_C = 10$ mA und bei $I_C = 80$ mA) ihrer Kennlinie haben

$$\frac{I_{B\,I}}{I_{B\,II}} \leq 1{,}2 \qquad \frac{U_{BE\,I}}{U_{BE\,II}} \leq 1{,}2$$

$$U_{BE\,I} - U_{BE\,II} \leq 20\ \text{mV}$$

können als Pärchen betrachtet werden. Verwendet wurden Universalmesser I vom VEB EAW Treptow. Für die Messung der Basisspannung U_{BE} ist ein spezielles Millivoltmeter für Gleichspannung günstiger. Bild 16 zeigt eine einfache Schaltung zum Aussuchen von Transistorpärchen. Hierbei können Transistoren als Pärchen Verwendung finden, wenn das Verhältnis ihrer Kollektorströme zwischen 0,8 · · · 1,2 liegt.

B. Pabst

Aus der Reparaturpraxis

Fernsehgeräte

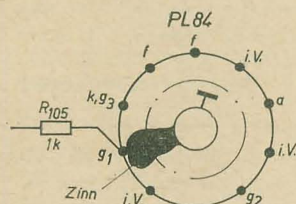
Sprühen der Hochspannung im Bild

Bei einem TV-Empfänger „Start" war im Bild ein ungleichmäßiges Sprühen. Der Fehler konnte nur im Hochspannungsteil liegen. Zunächst wurde das Gerät im Dunkeln auf Glimmbildungen ohne Erfolg untersucht. Der Hochspannungsanschluß an der Bildröhre und der Zeilentrafo waren in Ordnung. Ein Auswechseln des Hochspannungsventils DY 86 hatte Erfolg. Der Empfänger arbeitete wieder einwandfrei.

Es blieb nun noch die Frage offen, warum die Sprüherscheinungen verhältnismäßig schwach auftraten und nicht – wie sonst in solchen Fällen – nebenbei von Knattern im Ton und Zerreißen des Bildes begleitet waren. Ein Überprüfen der DY 86 zeigte, daß der Hochspannungsanschluß innerhalb der Kappe eine kalte Lötstelle hatte.

Die Tücken einer Lötperle

Bei einem TV-Empfänger wurde beanstandet, daß das Gerät nur in Schräglage Tonempfang habe; bei normaler horizontaler Lage setze der Ton aus.
Zunächst wurde vermutet, daß ein Bau-

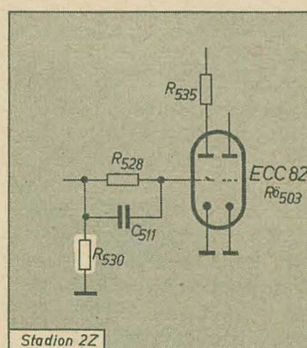


element im Tonteil bei waagerechtem Betrieb gegen Masse liegt oder ähnliches. Das Gerät wurde schräg gestellt und die infrage kommenden Bauelemente abgeklopft. Das und auch ein Beklopfen des Chassis brachte kein Ergebnis. Es stellte sich schließlich heraus, daß eine Lötperle zwischen den Anschlüssen für das Gitter und Masse der Fassung für die PL 84 (Tonausgang) gekommen war. Dieser zeitweilige Masseschluß des Gitters der PL 84 wurde nur in einer bestimmten Schräglage freigegeben.

E. Karste

Keine Synchronisation von Bild und Zeile (Stadion 2 Z)

Das Gerät ließ sich weder beim Bild noch in der Zeile synchronisieren. Der Fehler mußte also im Amplitudensieb liegen. Ein Auswechseln der $Rö_{503}$ (ECC 82) führte zu



keinem Ergebnis. Spannungsmäßig war auf dem ersten Blick kein Fehler nachweisbar. Die Ursache dieser Fehlererscheinung war der R_{530}, welcher hochohmig geworden war. Eine Widerstandsmessung ergab statt der vorgeschriebenen 3,3 MΩ etwa 80 MΩ.

P. Uebelacker

Änderung „Turnier"

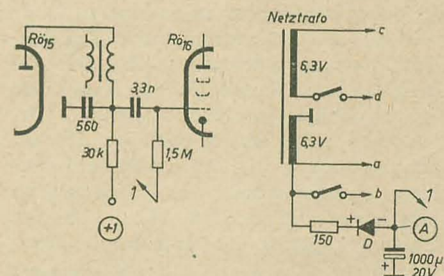
In radio und fernsehen 14 (1965), H. 4, wurde eine Schaltung der geänderten Vertikalausgangsstufe veröffentlicht. Bei dem nicht näher bezeichneten Widerstand in Reihe mit R_{24} handelt es sich ebenfalls um einen 47-kΩ-Widerstand.

D. Red.

Berichtigung

Das Schaltbild des sowjetischen TV-Empfängers „Start" in radio und fernsehen 8 (1959), H. 6, S. 187, wird, wie wir erfuhren, immer noch als Arbeitsunterlage verwendet. Dieser Hinweis hat uns veranlaßt, trotz der verhältnismäßig lange zurückliegenden Zeit auf einige Schaltbildfehler hinzuweisen, die dort enthalten sind.

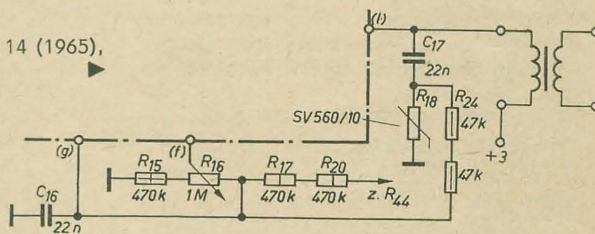
1. Die Polarität der Diode am Netzteil ist umzupolen.



Schaltungsänderungen zum TV-Empfänger „Start" (SU)

2. Der dazugehörende Elko besitzt nicht 100 μF, wie angegeben, sondern 1000 μF.
3. Der 1,5-MΩ-Gitterableitwiderstand der Zeilenendröhre geht nicht nach Masse, sondern zum Punkt A.
4. Der parallel zum Gitterableitwiderstand der Zeilenendröhre gezeichnete 560-pF-Kondensator liegt diesem nicht parallel, sondern dient als Fußpunktkondensator für Tr_5.

D. Red.



radio und fernsehen

14 (1965) H. 23

Anwendung der Matrizenrechnung auf Vierpole (4)

Gr. 2
Blatt 4 und Schluß

Labor- und Berechnungsunterlagen

DK. 512.831

9.1. Stern-Dreieck-Transformation

Oft erweist es sich als zweckmäßig, die T-Schaltung (Sternschaltung) in eine π-Schaltung (Dreieckschaltung) und umgekehrt zu überführen (Bild 15).

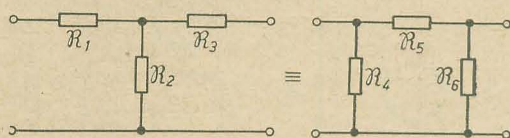


Bild 15

Aus Tabelle 4 entnimmt man z. B. die Widerstandsmatrizen der beiden Schaltungen

$$\mathfrak{Z}_T = \begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{R}_2 \\ \mathfrak{R}_2 & -(\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{Z}_\pi = \begin{pmatrix} \dfrac{\mathfrak{R}_4(\mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6)}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6} & \dfrac{-\mathfrak{R}_4\mathfrak{R}_6}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6} \\ \dfrac{\mathfrak{R}_4\mathfrak{R}_6}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6} & \dfrac{-\mathfrak{R}_6(\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5)}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6} \end{pmatrix}$$

Da zwei gleichartige Matrizen aber nur dann gleich sind, wenn ihre gleichgestellten Elemente gleich sind, kann man durch Vergleich der Elemente der Matrizen $\mathfrak{Z}_T$ und $\mathfrak{Z}_\pi$ die Schaltungen ineinander überführen.

$$\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 = \frac{\mathfrak{R}_4(\mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6)}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6}, \qquad \mathfrak{R}_2 = \frac{\mathfrak{R}_4\mathfrak{R}_6}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6}$$

$$\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 = \frac{\mathfrak{R}_6(\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5)}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6}$$

Für die Elemente der T-Schaltung gilt dann

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{\mathfrak{R}_4\mathfrak{R}_5}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6} \qquad \mathfrak{R}_3 = \frac{\mathfrak{R}_5\mathfrak{R}_6}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6}$$

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{\mathfrak{R}_4\mathfrak{R}_6}{\mathfrak{R}_4 + \mathfrak{R}_5 + \mathfrak{R}_6}$$

Diese Gleichungen lassen sich durch Quotientenbildung leicht nach den Elementen der π-Schaltung auflösen.

$$\mathfrak{R}_4 = \mathfrak{R}_2\left(1 + \frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_3}\right) + \mathfrak{R}_1$$

$$\mathfrak{R}_5 = \mathfrak{R}_1\left(1 + \frac{\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2}\right) + \mathfrak{R}_3$$

$$\mathfrak{R}_6 = \mathfrak{R}_3\left(1 + \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1}\right) + \mathfrak{R}_2$$

9.2 Belastete Brückenschaltung

Es ist relativ einfach, eine unbelastete Brücke, die aus einem Generator mit $R_g \to 0$ gespeist wird, mit Hilfe des Maschensatzes zu berechnen. Treffen die beiden Bedingungen jedoch nicht zu, so bereitet seine Anwendung schon erhebliche Schwierigkeiten. Die Matrizenrechnung bietet hier eine übersichtliche Berechnungsmöglichkeit. Bild 16 zeigt eine Brückenschaltung mit äquivalenter Vierpoldarstellung.

Da die Matrix der allgemeinen Brückenschaltung in Tabelle 4 nicht enthalten ist, muß sie aus elementaren Teilmatrizen

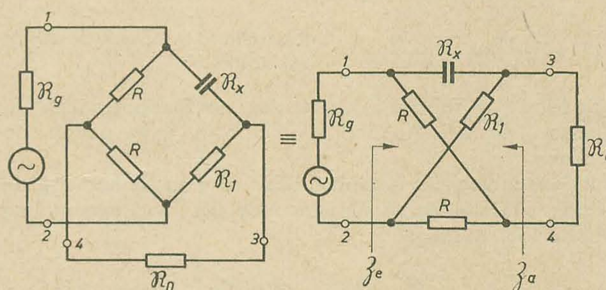


Bild 16

errechnet werden. Die Brückenschaltung wird zu diesem Zweck in Teilvierpole aufgespalten, wie im Bild 17 dargestellt.

Zuerst wird die Kettenschaltung der Vierpole II und III berechnet.

$$\mathfrak{A}_{II/III} = \mathfrak{A}_{II} \cdot \mathfrak{A}_{III} = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \mathfrak{R}_1 \\ \dfrac{1}{R} & \dfrac{\mathfrak{R}_1}{R} + 1 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} -1 & -\mathfrak{R}_1 \\ -\dfrac{1}{R} & -\left(\dfrac{\mathfrak{R}_1}{R} + 1\right) \end{pmatrix}$$

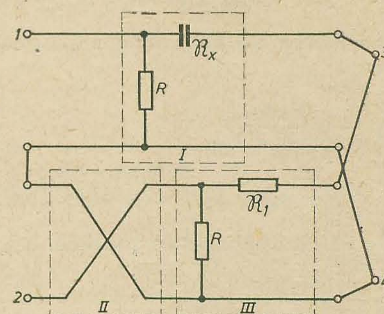


Bild 17

Die Kettenmatrix $\mathfrak{A}_{II/III}$ wird jetzt in die Reihenparallelmatrix $\mathfrak{D}_{II/III}$ transformiert (Tabelle 2) und zu der Reihenparallelmatrix $\mathfrak{D}_I$ des Vierpols I addiert.

$$\mathfrak{D} = \mathfrak{D}_I + \mathfrak{D}_{II/III} = \begin{pmatrix} \frac{R}{R+\mathfrak{R}_x} & \frac{R\,\mathfrak{R}_x}{R+\mathfrak{R}_v} \\ \frac{-1}{R+\mathfrak{R}_x} & \frac{R}{R+\mathfrak{R}_x} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-R}{R+\mathfrak{R}_1} & \frac{R\,\mathfrak{R}_1}{R+\mathfrak{R}_1} \\ \frac{-1}{R+\mathfrak{R}_1} & \frac{-R}{R+\mathfrak{R}_1} \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{D} = \begin{pmatrix} \frac{R}{R+\mathfrak{R}_x} - \frac{R}{R+\mathfrak{R}_1} & \frac{R\,\mathfrak{R}_x}{R+\mathfrak{R}_x} + \frac{R\,\mathfrak{R}_1}{R+\mathfrak{R}_1} \\ \frac{-1}{R+\mathfrak{R}_x} - \frac{1}{R+\mathfrak{R}_1} & \frac{R}{R+\mathfrak{R}_x} - \frac{R}{R+\mathfrak{R}_1} \end{pmatrix}$$

Die Matrix $\mathfrak{D}$ gibt Auskunft über sämtliche Vierpolkenngrößen im Kurzschluß- oder Leerlauffall.

$$\mathfrak{D}_{11} = \frac{R}{R+\mathfrak{R}_x} - \frac{R}{R+\mathfrak{R}_1}$$ reziprokes Leerlauf-Spannungsübersetzungsverhältnis

$$\mathfrak{D}_{21} = \frac{-1}{R+\mathfrak{R}_x} - \frac{1}{R+\mathfrak{R}_1}$$ negativer Ausgangsleerlaufleitwert

$$\mathfrak{D}_{12} = \frac{R\,\mathfrak{R}_x}{R+\mathfrak{R}_x} + \frac{R\,\mathfrak{R}_1}{R+\mathfrak{R}_1}$$ Eingangskurzschlußwiderstand

$$\mathfrak{D}_{22} = \frac{R}{R+\mathfrak{R}_x} - \frac{R}{R+\mathfrak{R}_1}$$ Kurzschluß-Stromübersetzungsverhaltnis

Mit Hilfe der Tabelle 5 lassen sich die Betriebsgrößen des Vierpols, die bei $\mathfrak{R}_g$ und $\mathfrak{R}_0 \neq 0$ bzw. $\neq \infty$ gelten, berechnen.
Zur Berechnung der Betriebsgrößen ist eine Umformung der Matrix zweckmäßig. Außerdem wird die Determinante der Matrix $|\mathfrak{D}|$ benötigt.

$$\mathfrak{D} = \begin{pmatrix} \frac{R(\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_x)}{(R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1)} & \frac{R(R\,\mathfrak{R}_x + 2\,\mathfrak{R}_x\mathfrak{R}_1 + R\,\mathfrak{R}_1)}{(R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1)} \\ -\frac{2R+\mathfrak{R}_x+\mathfrak{R}_1}{(R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1)} & \frac{R(\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_x)}{(R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1)} \end{pmatrix}$$

$$\det\mathfrak{D} = |\mathfrak{D}| = \frac{2R(\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_x)}{(R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1)}$$

Für den Eingangswiderstand $\mathfrak{Z}_e$ gilt:

$$\mathfrak{Z}_e = \frac{-\mathfrak{R}_0|\mathfrak{D}| - \mathfrak{D}_{12}}{\mathfrak{R}_0\mathfrak{D}_{21} - 1} = \frac{2\,\mathfrak{R}_0 R(\mathfrak{R}_x + \mathfrak{R}_1) + R(R\,\mathfrak{R}_x + 2\,\mathfrak{R}_x\mathfrak{R}_1 + R\,\mathfrak{R}_1)}{\mathfrak{R}_0(2R + \mathfrak{R}_x + \mathfrak{R}_1) + (R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1)}$$

Der Ausgangswiderstand $\mathfrak{Z}_a$ wird

$$\mathfrak{Z}_a = \frac{-\mathfrak{D}_{12} - \mathfrak{R}_g}{\mathfrak{R}_g\mathfrak{D}_{21} - |\mathfrak{D}|} = \frac{\mathfrak{R}_g(R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1) + R(R\,\mathfrak{R}_x + 2\,\mathfrak{R}_x\mathfrak{R}_1 + R\,\mathfrak{R}_1)}{\mathfrak{R}_g(2R + \mathfrak{R}_x + \mathfrak{R}_1) + 2R(\mathfrak{R}_x + \mathfrak{R}_1)}$$

Die Brücke hat ein Spannungsübersetzungsverhältnis $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ von

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{\mathfrak{R}_0\mathfrak{D}_{22}}{\mathfrak{R}_0|\mathfrak{D}| + \mathfrak{D}_{12}} = \frac{\mathfrak{R}_0 R(\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_x)}{2\,\mathfrak{R}_0 R(\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_x) + R(R\,\mathfrak{R}_x + 2\,\mathfrak{R}_x\mathfrak{R}_1 + R\,\mathfrak{R}_1)}$$

Für das Stromübersetzungsverhältnis $\mathfrak{I}_2/\mathfrak{I}_1$ gilt

$$\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1} = \frac{-\mathfrak{D}_{21}}{\mathfrak{R}_0\mathfrak{D}_{21} - 1} = \frac{R(\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_x)}{\mathfrak{R}_0(2R + \mathfrak{R}_x + \mathfrak{R}_1) + (R+\mathfrak{R}_x)(R+\mathfrak{R}_1)}$$

Die Betriebsgrößen der belasteten Brücke sind damit eindeutig bestimmt.

9.3. Gegengekoppelter Transistorverstärker

Bild 18 zeigt einen mit R_e gegengekoppelten Transistorverstärker, der auf den Lastwiderstand R_L arbeitet. Es ist deutlich zu erkennen, daß es sich um eine Reihenschaltung von Transistor- und Gegenkopplungsvierpol handelt, die durch R_L belastet wird.
Den Transistor beschreibt die Matrix

$$\mathfrak{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$$

und für den Gegenkopplungsvierpol gilt die Widerstandsmatrix

$$\mathfrak{Z}_{II} = \begin{pmatrix} R_e & R_e \\ R_e & R_e \end{pmatrix}$$

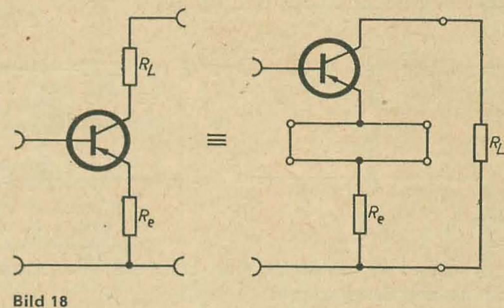


Bild 18

wobei gegenüber der Tabelle 4 hier die Zählpfeilrichtung der Transistortechnik zu benutzen ist. Nach der Transformation $\mathfrak{H} \Rightarrow \mathfrak{Z}_I$ können beide Widerstandsmatrizen addiert werden.

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_I + \mathfrak{Z}_{II} = \begin{pmatrix} \frac{|h|}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & \frac{1}{h_{22}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_e & R_e \\ R_e & R_e \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{Z} = \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} R_e h_{22} + |h| & R_e h_{22} + h_{12} \\ R_e h_{22} - h_{21} & R_e h_{22} + 1 \end{pmatrix}$$

(unter den Bedingungen $|h| \ll h_{21}$ $h_{12} \ll h_{21}$)
Die Rücktransformation von $\mathfrak{Z} \Rightarrow \mathfrak{H}'$ ergibt

$$\mathfrak{H}' = \frac{1}{1 + R_e h_{22}} \begin{pmatrix} h_{11} + R_e h_{21} & h_{12} + R_e h_{22} \\ h_{21} - R_e h_{22} & h_{22} \end{pmatrix}$$

Mit diesen neuen Parametern kann die Berechnung in der bekannten Form fortgesetzt werden.

Literatur

[1] Philippow, E.: Taschenbuch Elektrotechnik, Band 1. VEB Verlag Technik, Berlin

[2] Schröder, H.: Grundlagen der drahtgebundenen Übertragungstechnik. VEB Verlag Technik, Berlin

[3] Lunze, K.: Berechnung elektrischer Stromkreise. VEB Verlag Technik, Berlin

[4] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, Band 1. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde

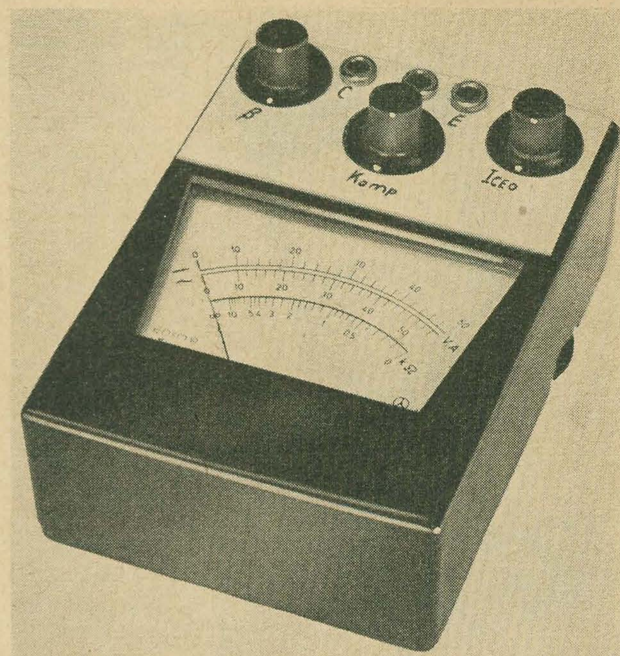
[5] Lehrbriefe für das Fernstudium der TU Dresden. Höhere Mathematik (LB 8), höhere Mathematik für Elektrotechnik (LB 2), Elektrotechnik III (LB 3). VEB Verlag Technik, Berlin

[6] Schmidt, W.: Einführung in die Matrizenrechnung. Funk-Technik 14 (1959), H. 12 ff

[7] Shea, R. F.: Transistortechnik. VEB Verlag Technik, Berlin

Halbleiterbauelemente setzen sich immer mehr durch. Viele Amateure geben schon nach den ersten Versuchen mit Transistoren auf, weil die selbstgebauten Geräte nicht funktionieren oder nicht die gewünschte Leistung aufbringen. Woran liegt es? In den meisten Fällen daran, daß z. B. der Kollektorreststrom und die Stromverstärkung bei den billigen Bastlertransistoren (LA-Typen) nicht bekannt sind. Dem Amateur müßte ein Gerät zur Verfügung stehen, das es gestattet, den Reststrom und die Stromverstärkung eines Transistors schon beim Kaufen zu bestimmen. Ein solches Gerät muß leicht, batteriebetrieben und vor allen Dingen auch verhältnismäßig billig sein.
Das im folgenden beschriebene Gerät läßt nachstehende Messungen zu:

- Messung des Kollektorreststromes I_{CEO} in Emitterschaltung bis 1 mA
- Kompensation des Reststroms auf Null
- Messung der Stromverstärkung β in Emitterschaltung



Einfaches Transistorprüfgerät zur schnellen Kontrolle des Kollektorreststroms I_{CEO} und der Stromverstärkung β. Die großflächige Skala gestattet eine genaue Ablesbarkeit. Gespeist wird das Prüfgerät aus vier Knopfzellen 50 mAh/1,2 V. Die Abmessungen betragen 77 mm × 110 mm × 35 mm

Einfaches Transistorprüfgerät

K. STOCK

Messung des Kollektorreststroms in Emitterschaltung

Den Reststrom I_{CEO} kann man nach Bild 1 messen. Der zu prüfende Transistor liegt über der Emitter-Kollektorstrecke in Reihe mit einem empfindlichen Meßinstrument an einer Gleichspannungsquelle. Auf richtige Polung gemäß Bild 1 ist zu achten. Der im Stromkreis fließende Strom wird am Instrument angezeigt und ist der Kollektorreststrom. Um eine genaue Stromverstärkungsmessung durchführen zu können, muß I_{CEO} kompensiert werden, d. h., der Ausschlag am Instrument muß auf Null gebracht werden.
Die Kompensation wird nach Bild 2 durchgeführt. Man läßt deshalb einen Gegenstrom durch das Instrument fließen, der sich in seiner Größe über den veränderlichen Widerstand R_1 regeln läßt. Diese Maßnahme ist erforderlich, da die Kollektorrestströme der Transistoren unterschiedlich sind. Nach der Kompensation des I_{CEO} kann die Stromverstärkung gemessen werden. Die Grundschaltung zeigt Bild 3.
Über den Widerstand R_2 im Basiskreis des zu prüfenden Transistors fließt jetzt in Abhängigkeit der Spannung U_B ein Strom. Da der Emitter-Basisübergangswiderstand klein gegenüber dem Widerstand R_2 ist, kann man ihn bei der Berechnung des Basisstroms vernachlässigen. Der Basiswiderstand R_2 errechnet sich zu

$$R_2 = \frac{U_B}{I_B} \qquad (1)$$

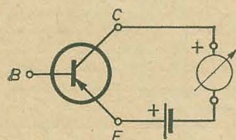


Bild 1: Zur I_{CEO}-Messung

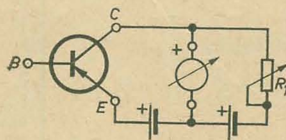


Bild 2: Zur Kompensation

Die Betriebsspannung U_B ist durch die verwendeten Batterien gegeben und beträgt im Mustergerät 4,8 V. Es wurden vier Knopfzellen 50 mAh/1,2 V verwendet.
Der Basisstrom ist auch gegeben, da bei 100facher Stromverstärkung am Instrument ein Strom von 1 mA angezeigt werden soll. Im Mustergerät wurde ein 1-mA-Instrument verwendet.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1\,\text{mA}}{100} = 10\,\mu\text{A} \qquad (2)$$

Der Basisstrom muß also 10 μA betragen.
Mit diesen Werten erhält man den Basisvorwiderstand.

$$R_2 = \frac{4{,}8\,\text{V}}{10\,\mu\text{A}} = 480\,\text{k}\Omega$$

Natürlich kann man auch ein anderes Instrument verwenden oder eine andere Spannung wählen. Man kann auch das Gerät für 200fache Stromverstärkung auslegen. Es ist dabei nur zu beachten, daß man kleinere β-Werte schwer ablesen kann und die Werte der Schaltung neu errechnet werden müssen.
Bild 4 zeigt die Gesamtschaltung des erprobten Gerätes.
S_1 und S_3 sind einfache Drucktaster, die beim Drücken ihren Kontakt schließen. S_2 öffnet beim Drücken und ist im Ruhezustand geschlossen.

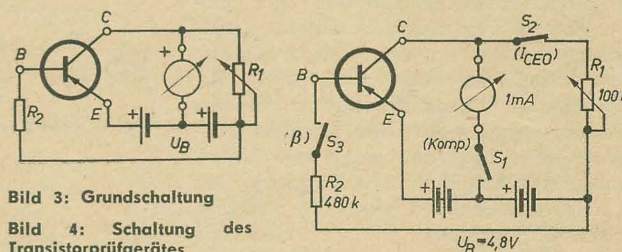


Bild 3: Grundschaltung

Bild 4: Schaltung des Transistorprüfgerätes

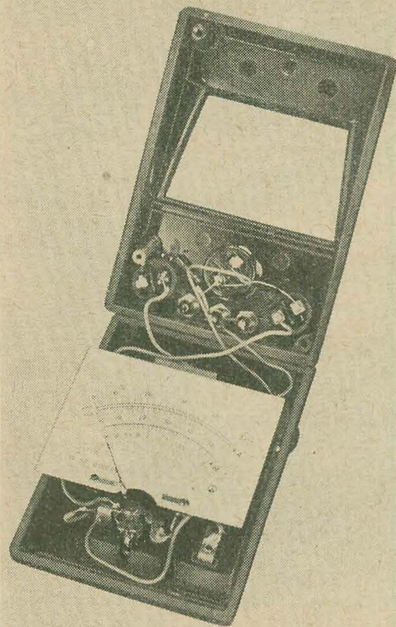


Bild 5: Innenansicht des Prüfgerätes

Aufbau

Das Mustergerät ist in einem „Multiprüfer II" untergebracht und dadurch sehr handlich. Zu diesem Zweck werden alle Bauteile aus dem Gerät entfernt. Durch die Mitte der Batteriekammer wird ein 3-mm-Loch gebohrt, durch das der Mittelabgriff der vier Knopfzellen geführt wird. Die obere Hälfte des Meßgerätedeckels erhält eine entsprechend beschriftete Abdeckung. An die Stelle des Widerstandseichreglers kommt ein 100-kΩ-Trimmpotentiometer zur Einstellung des Kompensationsstromes. Wenn das Gerät fertig verdrahtet ist, können die vier Knopfzellen eingesetzt werden, und das Gerät ist betriebsbereit.

Inbetriebnahme

In die Buchsen C, B und E wird ein Transistor entsprechend seinen Anschlüssen eingesetzt. Nach Drücken der Taste S_1 regelt man den Zeigerausschlag des Instrumentes auf Null. Drückt man danach auch noch S_2, so kann man den Kollektorreststrom ablesen. Da die Skala 50teilig ist, muß der angezeigte Wert mit 2 multipliziert werden. Ist der Reststrom ermittelt, läßt man S_2 los und drückt S_1 und S_3. Über S_3 wird der Basis ein Strom von 10 μA zugeführt. Auch die nunmehr angezeigte Stromverstärkung muß mit 2 multipliziert werden. Damit sind die Größen I_{CEO} und β bestimmt.

Hinweis

Bei Verwendung von Knopfzellen ergibt sich die Möglichkeit der Nachladung von außen über die Buchsen E (+) und C (—), wobei der Ladestrom über R_1 noch in gewissen Grenzen regelbar ist. Um die Zellen bei der Ladung nicht zu überlasten, wählt man den Ladestrom so, daß $^1/_{10}$ der mAh-Leistung fließt. Die Ladezeit beträgt etwa 10···15 Stunden.

Literatur

Pulvers, M.: Transistortechnik (7). radio und fernsehen 9 (1960), H. 10, S. 307 u. 308

Bildüberblendeinrichtungen

Teil 2 und Schluß

GÜNTER JOHN

Tricküberblendungen

Bei Amplitudenüberblendungen werden zwei vollständige Bildsignale entsprechend der möglichen Schnitte gemischt. Das Mischbild ist die Summe der zur Zeit des Schnittes vorhandenen Amplitudenwerte jedes einzelnen Bildsignals. Durch den Trickschnitt ist es nun möglich, in ein vorhandenes Bild das folgende in Gestalt geometrischer Figuren einzublenden bzw. bei Veränderung des Tricksignals Tricküberblendungen vorzunehmen. Da ein Fernsehbild die Zusammensetzung zeitlich aufeinanderfolgender, zeilenweise abgetasteter Bildpunkte darstellt, wird beim Trickschnitt das zweite Signal nur zu bestimmten Zeiten (entsprechend der geometrischen Figur des Schnittes) eingetastet, während das erste Bild für die Zeit der Eintastung unterdrückt wird. Die Amplituden beider Bildsignale bleiben während dieser Zeit des Schnittes konstant. Hier liegt der wesentliche Unterschied zur Amplitudenüberblendung. Das zur Tastung benutzte Tricksignal muß also zwei Röhrenstufen zu unterschiedlichen Zeiten öffnen bzw. sperren (Bild 14). An einem Beispiel soll untersucht werden, welchen zeitlichen Verlauf das Tricksignal für einen horizontal rollenden Schnitt besitzen muß. Für die Vereinfachung der Erläuterungen wird ein 13zeiliges Fernsehbild benutzt. Bild 15 zeigt den Schnittverlauf. Daraus ergibt sich die im Bild 16 dargestellte Form des Tastsignals. Es ist ein Mäandersignal mit Zeilenfrequenz. Da dieses Tastsignal jedoch entsprechend dem geforderten Schnittverlauf veränderlich sein soll (Bild 17), kann es nicht in einem festen Generator erzeugt werden. Wird aus einem Sägezahnsignal ein Teil herausgetrennt und anschließend formiert, so erhält man ebenfalls einen Rechteckimpuls, dessen Tastverhältnis jedoch durch Verschiebung des Arbeitspunktes der Abtrennung verändert werden kann (Bild 18). Damit ist die Forderung eines rollenden Schnittes erfüllt. Bei gleichzeitig in horizontaler und vertikaler Richtung verlaufenden Schnitten müssen zwei Signale (H und V) für die Erzeugung des Tastsignals herangezogen werden. Dabei sind durch Vertauschen der Reihenfolge zwei Mög-

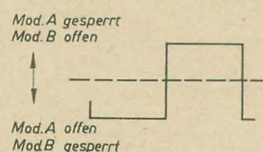


Bild 14: Tastsignal zur Tricküberblendung

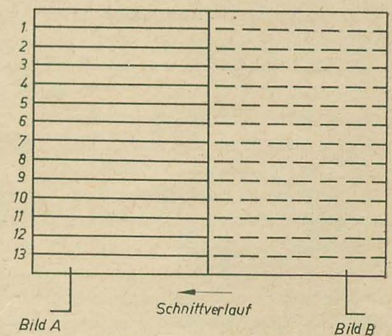


Bild 15: 13zeiliges Fernsehbild mit horizontal rollendem Schnitt

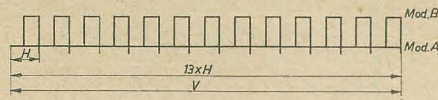


Bild 16: Tastsignal für den im Bild 15 dargestellten Schnitt

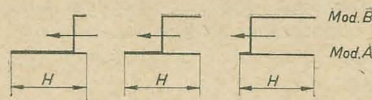


Bild 17: Unterschiedliche Form des Tastsignals während der Phase des Schnittes

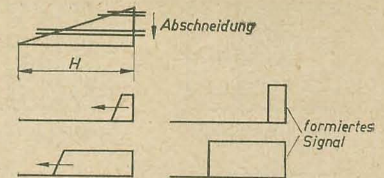


Bild 18: Veränderung des Tastverhältnisses des Tricksignals bei unterschiedlicher Lage des Abschneidepunktes

lichkeiten zur Erzeugung des Tastsignals möglich.

Mischung nach der Abschneidung

Aus zwei H- und V-Signalen (Bilder 19a und 19c) werden entsprechend den Arbeitspunkten der Abschneidestufe zwei Rechtecksignale formiert (Bilder 19b und 19d). Die beiden formierten Signale werden addiert (Bild 19e). Nach Abtrennung des unteren Teiles erhält man das Tastsignal (Bild 19f), aus dem sich ein aus der Bildmitte größer werdendes Rechteck (Bild 19g), bei Veränderung der Abschneidepunkte, ergibt.

Mischung vor der Abschneidung

Beide H- und V-Signale (Bilder 20a und 20b) werden zunächst addiert (Bild 20c). Das sich nach der Abschneidestufe ergebende formierte Tricksignal (Bild 20d) erzeugt einen Rhombus-Schnitt, ebenfalls aus der Bildmitte (Bild 20e) kommend.

Auf Grund dieser verschiedenen Tastsignalformen, gewonnen aus zwei Signalen, erhöht sich die Anzahl der verschiedenen Trickschnitte. Außerdem werden sie durch die Kombination verschiedener Signalformen vergrößert. Im Bild 21 sind einige Beispiele für die Erzeugung von Tastsignalen angeführt. Dabei muß betont werden, daß mit den benutzten Signalformen wesentlich mehr Schnitte möglich sind.

Ein Verschieben des Arbeitspunktes über die Grenzen der Signale hinaus hätte einen Zusammenbruch des Tastsignals und damit des Schnittes zur Folge. Aus diesem Grunde wird das Signal mit H ausgetastet und den Spitzen ein Halbzeilenimpuls überlagert (Bild 22), so daß bei Überschreiten der Grenzen oder Unstabilitäten der Amplituden das Tastsignal erhalten bleibt.

Nachfolgend soll eine Trickmischüberblendeinrichtung beschrieben werden, die als Eigenentwicklung der Studiotechnik Fernsehen seit Februar 1963 im Einsatz ist. Sie teilt sich in die drei Baugruppen Trickgenerator, Trickmischverstärker und Bedienplatte auf.

Trickgenerator

Bild 23 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild des Trickgenerators. Eine ausführlichere Beschreibung des Generators soll auf Grund des großen Umfanges dieses Gerätes nicht erfolgen. Jeweils sechs Generatoren für H und V erzeugen folgende Signale: Parabel, Dreieckimpuls positiv und negativ, Sägezahn positiv und negativ sowie einen fünffachen Dreieckimpuls. Mit Hilfe dieser Generatoren ist es durch Kombination möglich, etwa 50 verschiedene Trickschnitte auszuführen, deren Entstehung bereits erläutert wurde. Sämtliche Trickschnitte lassen sich durch einen Kugelgelenkkopf auf der Bedienplatte in horizontaler und vertikaler Rich-

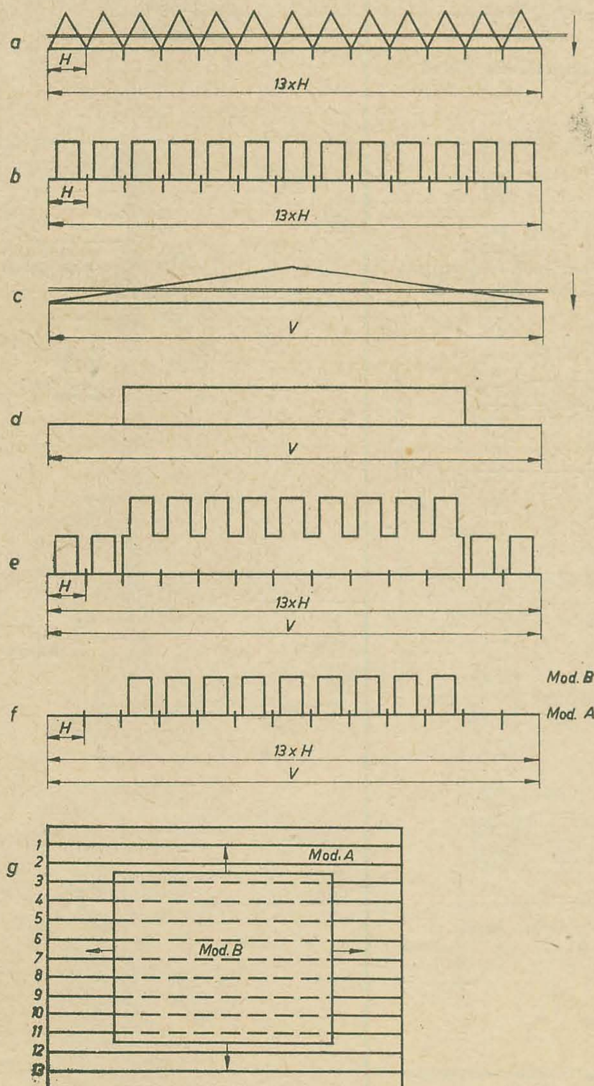


Bild 19: Entstehung eines Rechteckschnittes (Mischung nach der Abschneidung)

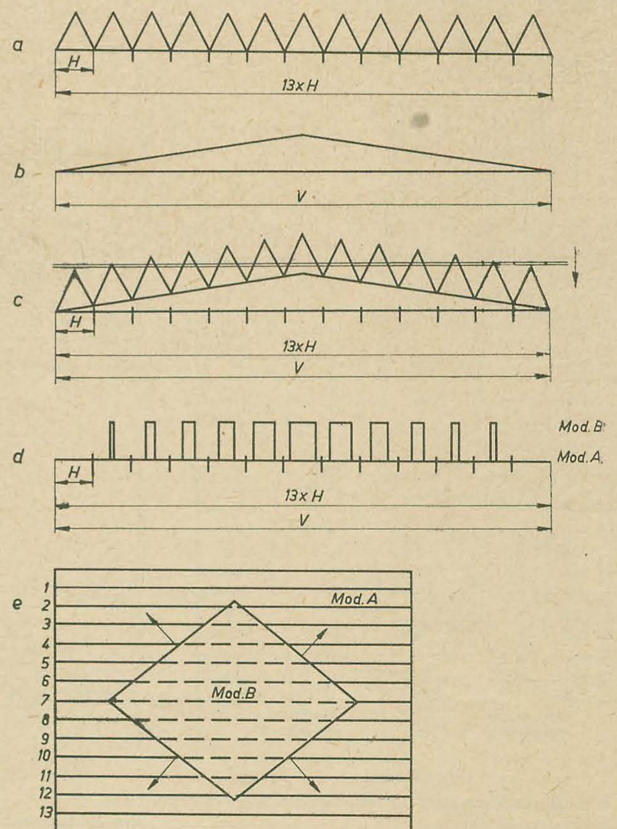


Bild 20: Entstehung eines Rhombusschnittes (Mischung vor der Abschneidung)

tung verschieben. Die Steuerung der einzelnen Trickschnitte erfolgt von der Bedienplatte aus als Gleichspannungssteuerung.

Trickmischverstärker

Der Trickmischverstärker dient zur Überblendung von acht Videosignalen. Er besteht aus den drei Verstärkerzügen: harte Bank, Amplitudenüberblendteil und Tricküberblendteil. Diese drei Stufen werden über Schaltstufen dem Sende- und Kontrollausgang zugeführt. Der Amplituden- und Tricküberblendteil kann außerdem über zwei weitere Schaltstufen der Ausgangsstufe des Vorschauausgangs zugeführt werden. Die acht Bildkanäle werden über Schaltstufen für die einzelnen Überblendkanäle vorgewählt. Der Überblendkanal „harte Bank" besitzt den anderen Bänken gegenüber Vorrang. Dadurch ist es möglich, Amplituden- sowie Tricküberblendungen auf dem Vorschauempfänger sichtbar zu machen und den Schnitt nach künstlerischen Gesichtspunkten zu beurteilen, bevor er im Sendebild erscheint. Für Amplituden- und Tricküberblendungen können ebenfalls eine im Trickmischver-

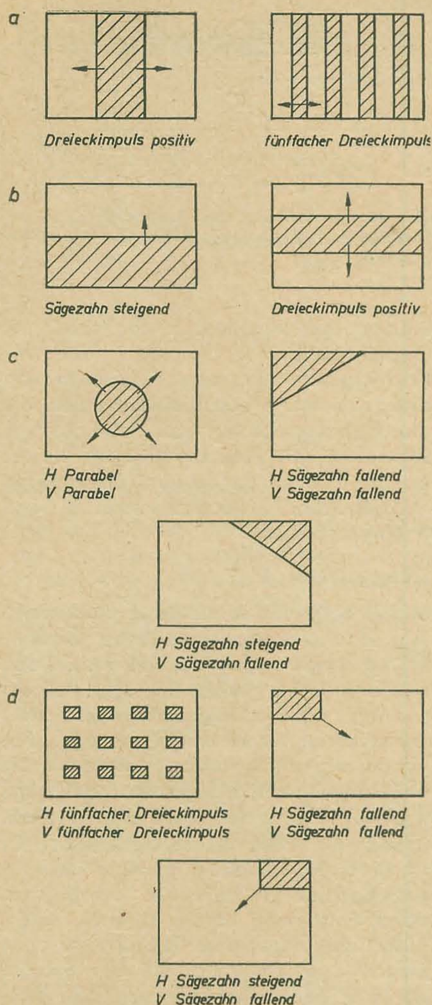


Bild 21: Beispiele von Tricksignalen durch Kombination der Signale des Trickgenerators, a) Abschneidung von H-Signalen, b) Abschneidung von V-Signalen, c) Mischung vor der Abschneidung, d) Mischung nach der Abschneidung

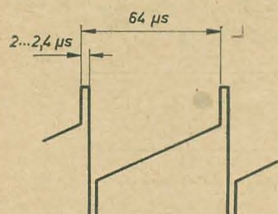


Bild 22: Tastsignal mit Halbzeilenimpulsen überlagert

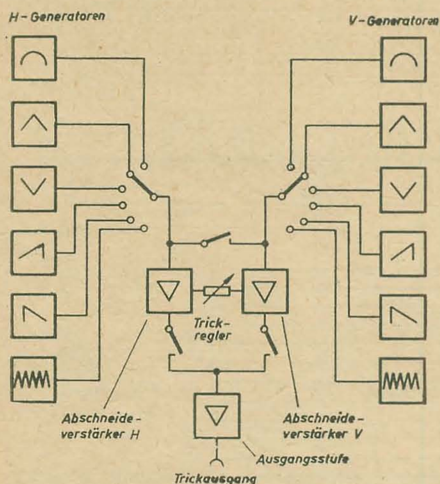


Bild 23: Vereinfachtes Blockschaltbild des Trickgenerators QH 90

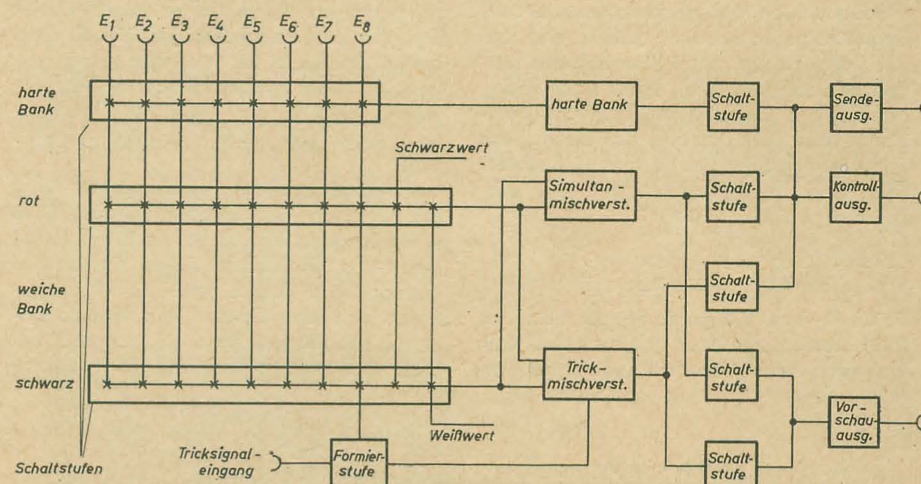


Bild 24: Blockschaltbild des Trickmischverstärkers QV 90

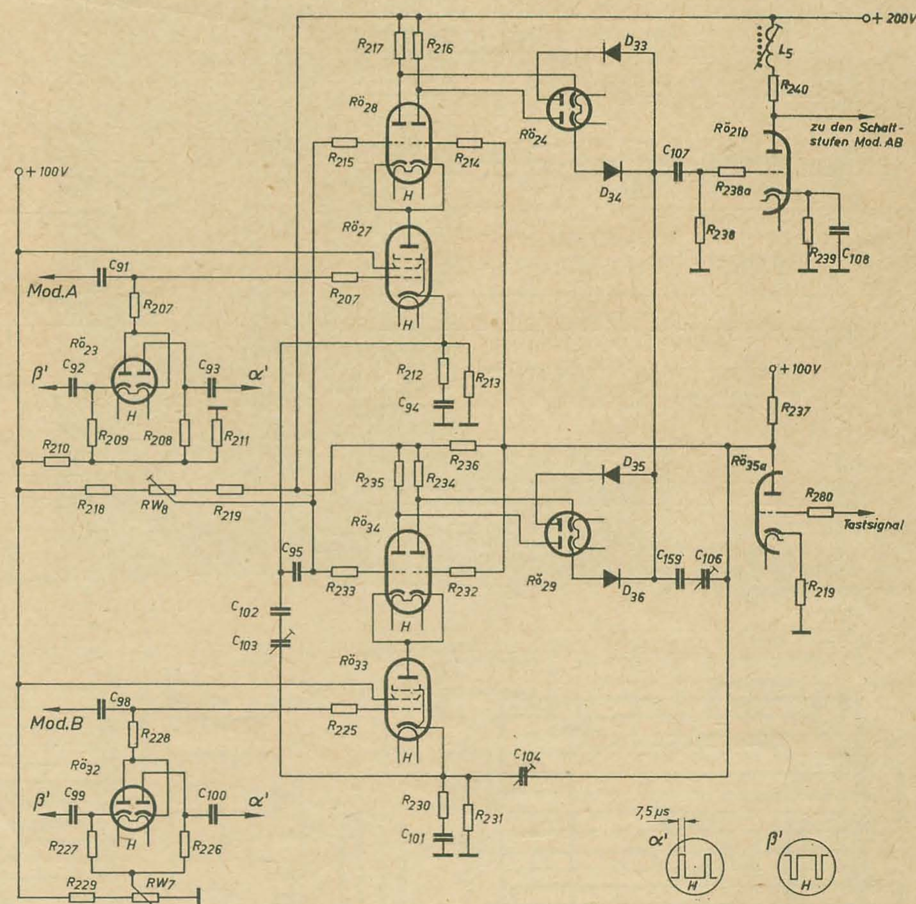


Bild 25: Tastschaltung des QV 90 für Tricküberblendungen

stärker erzeugte Weißmodulation und ein Schwarzwert benutzt werden. Bild 24 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild des Trickmischverstärkers.

Tricküberblendteil

Das Tricksignal wird über ein Koaxialkabel dem Trickmischverstärker, in dem die Tastung zweier Bildsignale erfolgt, zugeführt. Im Bild 25 ist die dazu benutzte Tastschaltung dargestellt.

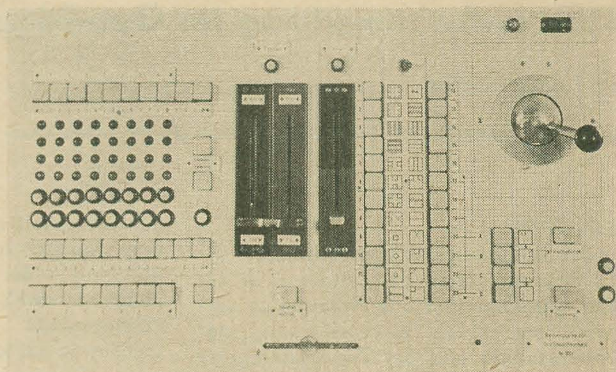
Schaltung

Die beiden Bildsignale, die für die Tastung vorgewählt wurden, gelangen in negativer Polarität über C_{91} und C_{98} an die Steuer-

Bild 26: Bedienplatte QF 90 für die Trickmischüberblendeinrichtung der Studiotechnik Fernsehen

Bild 27: Anwendung des horizontal rollenden Schnittes anläßlich des Besuches von Valentina Tereschkowa und Juri Gagarin in der DDR (Direktübertragung der Veranstaltungen des Deutschen Fernsehfunks am 18. 10. 1963 in Karl-Marx-Stadt und Erfurt)

Bild 28: Bildbeispiel für einen Rechteckschnitt (Friedensfahrt)


26

27


28


gitter von $Rö_{27}$ und $Rö_{33}$. Die Schwarzwerte beider Videosignale werden durch eine 2-Dioden-Klammerschaltung ($Rö_{23}$ und $Rö_{32}$) festgehalten. RW_7 verändert den mittleren Anodenstrom von $Rö_{33}$, wodurch eine Angleichung der Schwarzwerte beider Bildsignale möglich ist. Durch die konstante Schirmgitterspannung der $Rö_{27}$ und $Rö_{33}$ ist der Anodenstrom dieser Röhren konstant. Die Summe der Teilströme I_{a1} und I_{a2} von $Rö_{28}$ und $Rö_{34}$ ist gleich dem Anodenstrom von $Rö_{27}$ und $Rö_{33}$ und somit ebenfalls konstant. Das Videosignal erscheint in positiver Polarität an R_{216}, R_{217} und R_{234}, R_{235}. Das Tricksignal ($Rö_{35a}$) liegt galvanisch an den Steuergittern von $Rö_{28b}$ und $Rö_{34b}$. Der Arbeitspunkt von $Rö_{28a}$ und $Rö_{34a}$ wird durch den Spannungsteiler R_{218}, RW_8 und R_{219} bestimmt. Während des positiven Teils des Tastsignals erhöht sich der Anodenstrom der $Rö_{28b}$ und $Rö_{34b}$. Da die Summe beider Teilströme konstant ist, verringert sich der Anodenstrom von $Rö_{28a}$ und $Rö_{34a}$ um den Differenzbetrag. Das Potential an den Anoden von $Rö_{28b}$ und $Rö_{34b}$ ist gegenüber dem der $Rö_{28a}$ und $Rö_{34a}$ negativer. Somit werden die Dioden zwischen den Anoden der $Rö_{34}$ geöffnet, und das Videosignal A liegt an $Rö_{21b}$ an. Während des negativen Teils des Tricksignals kehren sich die Verhältnisse um. Für die Zeit der Öffnung der Dioden im Zweig der Anoden von $Rö_{28}$ liegt das Videosignal B an $Rö_{21b}$ an. Die mit den Schaltdioden $Rö_{24}$ und $Rö_{29}$ in Reihe liegenden Dioden D_{33}, D_{34} und D_{35}, D_{36} bewirken auf Grund ihrer geringen Sperrkapazität eine Dämpfung des Übersprechens der Modulation während der Sperrzeit über die relativ großen Sperrkapazitäten der $Rö_{24}$ und $Rö_{29}$. Mit C_{103} kann das Übersprechen auf ein Minimum kompensiert werden, während mit C_{104} eine leicht sichtbare Schnittkante (Einschwingen) auf ein Minimum kompensiert wird.

Tricksignale komplizierter geometrischer Formen (z. B. Schrift) lassen sich nur unter sehr großem Aufwand, der völlig unökonomisch wäre, erzeugen. Einfacher ist es, diese Signale mit Hilfe einer Dia- oder Epiabtastanlage aus einer grafischen Vorlage, die auch bewegliche Motive enthalten kann, zu gewinnen und dem Trickmischverstärker zuzuführen. Die Vorlage darf dabei jedoch nur schwarz oder weiß enthalten. Diese Möglichkeiten sind unter der Bezeichnung Inlay- und Overlay-Verfahren bekannt. Bei Inlay-Schnitten wird das zugeführte Tastsignal nur zur Tastung zweier Videosignale benutzt (Schlüssellochblende), wogegen beim Overlay-Verfahren das Tastsignal gleichzeitig das zweite Videosignal (Schrift bei Abspann von Fernsehspielen, auch durchlaufend) bildet. Der große Vorteil des Overlay-Schnittes gegenüber einem Simultanschnitt ist eindeutig. Beim Simultanschnitt müssen die Signalamplituden beider Videosignale auf etwa den halben Amplitudenwert verringert werden (additive Mischung). Das bedeutet, daß der Kontrastumfang des abgeblendeten Bildes wesentlich verringert wird. Bei der Tastung dagegen bleiben die Videosignalamplituden konstant und somit auch der Kontrastumfang beider Bildsignale. Für die Zuführung des Tastsignals wird im Trickmischverstärker der achte Bildkanal benutzt. Er kann durch Betätigung einer auf der Bedienplatte vorhandenen Taste auf die Trickmischstufe geschaltet werden. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß dieses fremde Tastsignal nur in Form eines Trickschnittes eingetastet werden kann. Dadurch steigt die Vielseitigkeit der Anwendung. Ein getasteter Abspann von Fernsehspielen kann dadurch im Bedarfsfalle auch nur in Bildteile eingeblendet werden (z. B. untere Bildhälfte). Leider wird jedoch von dieser Möglichkeit der Fremdeinblendung noch nicht genügend Gebrauch gemacht. Des weiteren besteht die Möglichkeit, Trickschnitte mit Simultanschnitten zu kombinieren. So ist es durch den Kreisschnitt z. B. möglich, auf elektronischem Wege den gleichen Effekt zu erzielen, den der Lichtkegel einer Lampe beim Beleuchten eines dunklen Raumes hervorruft.

Bedienplatte

Auf der Bedienplatte (Bild 26) sind die für die Steuerung der einzelnen Schnittarten notwendigen Tasten sowie zwei Bildregler und der Trickregler vorhanden. Zwischen beiden Bänken befindet sich ein Signallampenfeld und die Tasten für die vom Mischpult aus zu gebenden Signale. Sämtliche Schaltstellungen werden durch Lampen angezeigt. Die Gliederung der einzelnen Tasten ist übersichtlich und nach technischen Funktionen geordnet. Der Trickgenerator kann von der Bedienplatte aus eingeschaltet werden.

Schluß auf Seite 730

Zeitzeichenempfang im Geodätischen Institut Potsdam

Teil 1

Ing. F. BUCKBESCH

Mitteilung aus dem Geodätischen Institut Potsdam der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Allgemeines

Zu den Aufgaben des Geodätischen Instituts Potsdam gehört der Zeitdienst in der DDR. Darunter sind alle Arbeiten zu verstehen, die mit der Zeitbestimmung, der Zeitbewahrung und der Zeitbekanntgabe zu tun haben. Auf Grund der Definition der Frequenz kommt die Bekanntgabe der Normalfrequenz hinzu.

Gegenwärtig ist die Zeiteinheit Sekunde noch astronomisch definiert. Zur Zeitbestimmung werden mit Passageinstrumenten die Durchgänge von Fixsternen durch den Meridian registriert. Die Bewahrung der Zeiteinheit geschieht mit Präzisionsquarzuhren, die zugleich als Steuerelement beim Aussenden von Zeitsignalen dienen. Zu der Zeitbekanntgabe gehört außerdem die Mitteilung von Signalempfangszeiten für eigene und fremde Zeitzeichen.

Von den meisten Zeitdienstinstituten der Erde werden zur Bekanntgabe der Zeit Rundfunksender oder speziell für diesen Zweck zur Verfügung gestellte direkte Zeitzeichensender benutzt. Diese Sender strahlen in der Regel je Sekunde ein durch seinen Beginn definiertes Zeitsignal aus. Die Kennzeichnung der Sekunde 60 wird meist durch ein längeres Zeichen vorgenommen. Als Sendefrequenzen dienen Längstwellen bis 14 kHz herab und Kurzwellen bis 25 MHz.

Vom Geodätischen Institut Potsdam werden Kurzzeitzeichen zu verschiedenen Zeiten über die Sender des Deutschen Demokratischen Rundfunks ausgestrahlt. Dieses Zeitzeichen wird dem Rundfunk viertelstündlich zur Verfügung gestellt. Außerdem sendet der Kurzwellensender DIZ in Nauen auf der Frequenz 4525 kHz täglich $22^1/_2$ Stunden ein Dauerzeitzeichen des Geodätischen Instituts in der Betriebsart A 1. Die Minute wird durch ein verlängertes Zeichen markiert. Zur Kennzeichnung der vollen Stunden werden auf diesem Sender die Sekunden 58, 59 und 60 verlängert.

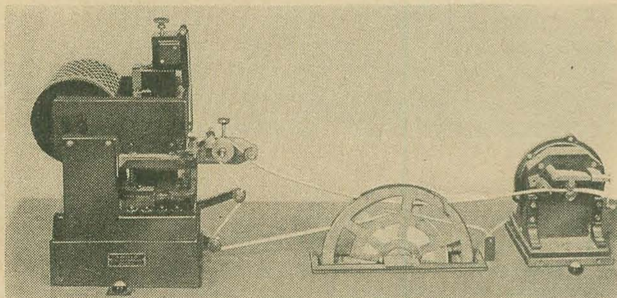


Bild 1: Ein Drehspulschnellschreiber zum Registrieren von Zeitsignalen

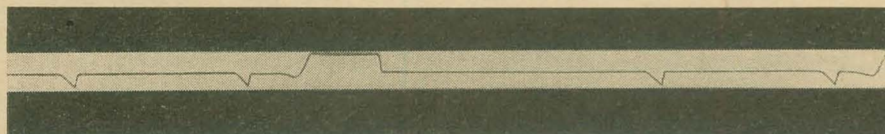


Bild 2: Registrierstreifen mit Uhrkontakten und einem Zeitsignal ▼

Der Empfang von Zeitsignalen

Für die Bekanntgabe von Signalempfangszeiten ist es erforderlich, Zeitsignale eigener und fremder Stationen zu empfangen und ihre Empfangszeiten zu messen. Täglich werden die Empfangszeiten von 23 verschiedenen Zeitzeichensendern registriert. Es handelt sich hierbei zum größten Teil um europäische Sender. Aber auch Sender aus Japan, der chinesischen Volksrepublik, Australien, Argentinien und den USA werden aufgenommen.

Als Empfänger können kommerzielle Geräte mit entsprechenden Wellenbereichen benutzt werden. Sie müssen den Empfang von Sendern der Betriebsart A 1 und A 2 gestatten. Je nach der Registriermethode müssen NF- und HF- bzw. ZF-Ausgänge vorhanden sein. Im Geodätischen Institut Potsdam sind Allwellenempfänger Typ 188 vom VEB Funkwerk Erfurt, Längstwellenempfänger Typ LWEm-10 vom VEB Funkwerk Köpenick und Kurzwellenempfänger Typ ML 400 aus der Ungarischen Volksrepublik eingesetzt. Zum Empfang der Kurzwellensender dient eine Breitband-Rhombusantenne.

Um eine Aussage über die Signalempfangszeit geben zu können, ist es erforderlich, die zeitliche Lage des empfangenen Signals gegen das eigene Zeitsystem

---

Schluß von Seite 729

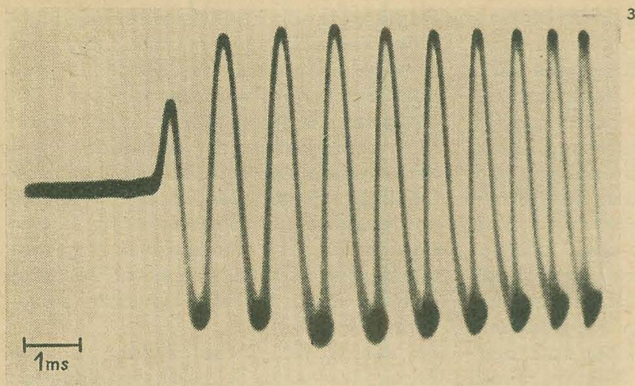
Anwendungsbeispiele

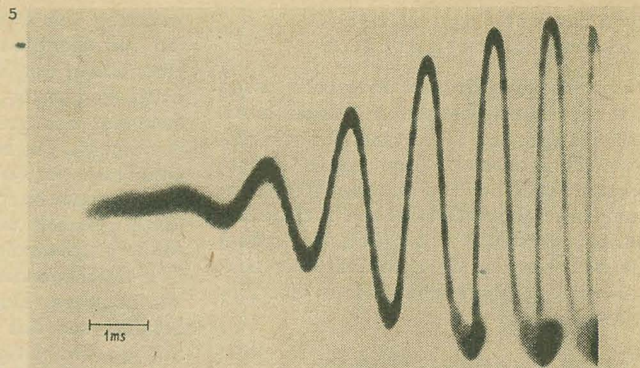
Bei der Gestaltung von Fernsehsendungen ergeben sich durch diese Einrichtungen viele Möglichkeiten. Gerade durch den Trickschnitt ist es möglich, neue Wege bei der Programmgestaltung zu erschließen. Das Fernsehbild kann attraktiver, interessanter und aussagekräftiger werden. All diese Möglichkeiten erfordern jedoch auch bei den Programmgestaltern Verständnis und Kenntnis aller dabei auftretenden Probleme. Nicht der Trickschnitt um jeden Preis, sondern da, wo er sinnvoll ist, sollte und muß das Leitmotiv für jeden Regisseur werden. So viele Möglichkeiten diese Anlagen auch bieten, sie können auch ihre Wirkung verfehlen. Ein Fernsehprogramm kann auch durch überhöhten Einsatz der Technik an Aussagekraft verlieren. Der Zuschauer muß immer das Gefühl behalten, nicht technische Spielereien und Vorführungen technischer Anlagen zu sehen, sondern die Technik nicht zu spüren. Erst dann kann eine Sendung Anspruch auf Qualität erheben.

Nachfolgend sollen einige Beispiele für den Einsatz von Trickschnitten gezeigt werden. Wohl am bekanntesten ist der beim Besuch der beiden Kosmonauten Valentina Tereschkowa und Juri Gagarin in der DDR bei der Direktübertragung aus Karl-Marx-Stadt und Erfurt benutzte horizontal-rollende Schnitt (Bild 27). In Verbindung mit einer anderen technischen Möglichkeit (Synchronisation eines Taktgebers durch einen zweiten) läßt sich dieser Schnitt bei Konferenzsendungen benutzen.

Mit dem diagonal-rollenden Schnitt lassen sich außer einfacher Blenden (z. B. bei der Aktuellen Kamera) auch bei Unterhaltungssendungen gute Bildgestaltungen vornehmen. Das Titelbild von radio und fernsehen 14 (1965), H. 22, zeigt eine Möglichkeit in der Anwendung dieses Schnittes. Der Solist in Großaufnahme kann diagonal eingeblendet werden.

Bei Sportübertragungen hat sich der im Bild 28 dargestellte Schnitt bewährt. Während dem Betrachter ein Gesamteindruck der sportlichen Ereignisse vermittelt werden kann, ist es gleichzeitig möglich, ein Interview mit einem Teilnehmer einzublenden. Während der Winterolympiade in Innsbruck wurde dieser Trickschnitt zur Einblendung der Siegerporträts, die mit Hilfe einer tragbaren Vidikonkamera aufgenommen wurden, benutzt. Sinnvoll ist der Einsatz des Overlay-Schnittes beim Abspann von Fernsehspielen. Sehr oft ist die Erkenntlichkeit bei dazu benutzten Simultanschnitten gering, da im Hintergrundbildinhalt z. T. großflächige Weißwerte auftreten. Durch Eintastung des Abspanns in bestimmte Bildteile kann dieser Mißstand beseitigt werden.





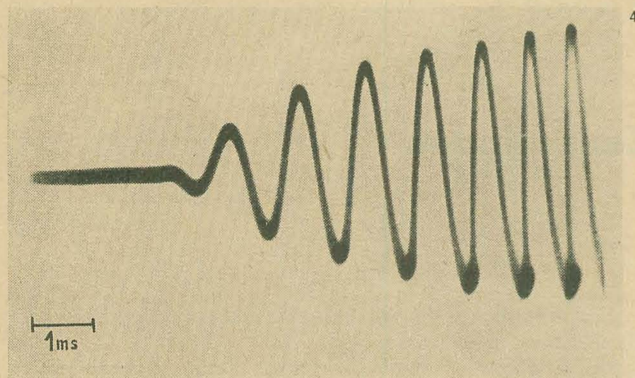


Bild 3: Signaleinsatz eines Kurzwellensenders (DIZ) bei großer Bandbreite des Empfängers

Bild 4: Signaleinsatz eines Kurzwellensenders (DIZ) bei kleiner Bandbreite des Empfängers

Bild 5: Signaleinsatz eines Längstwellensenders (GBR auf 16 kHz)

zu bestimmen. Dazu gibt es verschiedene Möglichkeiten, die im folgenden beschrieben werden sollen.

Zeitregistrierung mit Drehspulschnellschreiber

Bild 1 zeigt eine Gesamtaufnahme eines solchen Gerätes. Ein Papierstreifen – wie er als Morsestreifen bekannt ist – wird mit einer kontinuierlichen Geschwindigkeit gezogen. Eine mit einer Drehspule verbundene Schreibfeder zeichnet auf dem Streifen einen Strich. Durch die Schaltung der Drehspule wird nun erreicht, daß die Schreibfeder bei Uhrkontakten (ein von der Normalfrequenz abgeleiteter Sekundenkontakt) nach der einen und bei Signalen nach der anderen Seite ausgelenkt wird. Bild 2 läßt einen kleinen Ausschnitt aus einem solchen Papierstreifen mit zwei Uhrkontakten und einem Zeitsignal erkennen. Die zwischen Uhrkontakt und Signaleinsatz verstrichene Zeit kann mit einem Maßstab ausgemessen werden. Das Ausmessen dieser Signalstreifen ist eine sehr mühsame und zeitraubende Arbeit. Ungleichförmigkeiten der Ziehgeschwindigkeit gehen direkt als Meßfehler ein. Die Genauigkeit des Ablesens des Streifens kann kaum besser als ± 1 ms angenommen werden, wenn man bedenkt, daß die Strichstärke bereits etwa eine Millisekunde ausmacht. Die Streuungen der ausgestrahlten Zeitsignale sind aber allgemein kleiner als 0,1 ms. Die gesendete hohe Genauigkeit des Zeitsignals kann also mit dieser Methode nicht voll ausgenutzt werden. Sie ist aber für wissenschaftliche Zwecke sehr oft erforderlich.

Zeitintervallmesser zur Signalaufnahme

Ein modernes Gerät ist der elektronische Zeitintervallmesser. Mit Hilfe von Zähldekaden lassen sich Zeitintervallmesser aufbauen, die Zeitdifferenzen bis zu 1 μs genau abzulesen gestatten. Der Zählvorgang muß bei diesem Gerät durch einen Uhrkontakt ausgelöst werden. Zum Stoppen des Zählvorgangs wird aus dem empfangenen Signal ein Impuls abgeleitet. Betrachtet man verschiedene Signaleinsätze, aus denen ein derartiger Impuls abgeleitet werden muß, so erkennt man leicht, daß wegen des Einschwingverhaltens des Empfängers der Zeitpunkt des Stoppens nicht eindeutig definiert ist. Er ist abhängig von der Größe der eingestellten Signalamplitude, von der Empfangsfrequenz und von der eingestellten Bandbreite des Empfängers. Streuungen bis zu mehreren Millisekunden können auftreten. Die Bilder 3 bis 5 zeigen Signaleinsätze bei verschiedenen Empfängereinstellungen. Die Verstärkung so weit zu steigern, daß der Ansprechpunkt schon bei einer sehr geringen Signalamplitude erreicht ist und damit in Nähe des Signaleinsatzes liegt, ist nicht möglich. Jeder atmosphärische oder sonstige Störimpuls würde den Zählvorgang stoppen und zu erheblichen Fehlmessungen führen. Durch Fading hervorgerufene Lautstärkeschwankungen ergeben außerdem eine zeitliche Verschiebung des Ansprechpunktes.

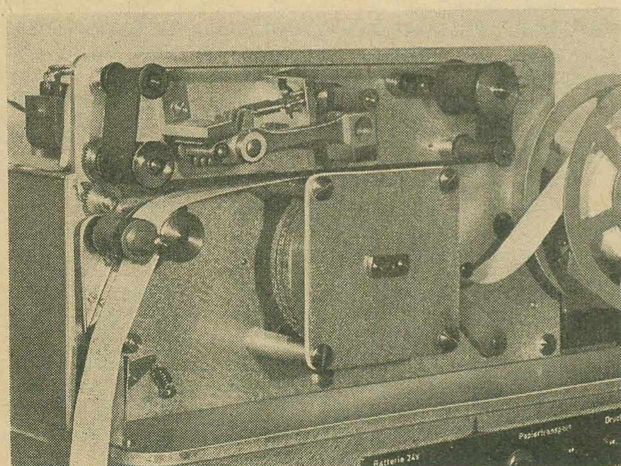


Bild 6: Drucksystem eines Druckchronografen ◄

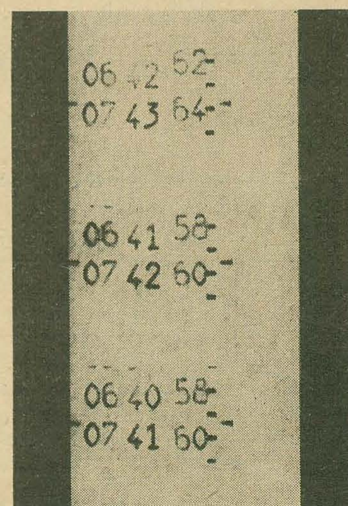


Bild 7: Registrierstreifen eines Druckchronografen ►

Druckchronograf als Zeitregistriergerät

Auch mit einem Druckchronografen lassen sich Signalempfangszeiten registrieren. Bild 6 zeigt das Drucksystem eines solchen Chronografen. Man erhält ausgedruckte Zahlen (Bild 7). Die Ablesegenauigkeit bei gebräuchlichen Druckchronografen ist schlechter als 1 ms. Außerdem gilt auch hier das Gesagte über Ansprechschwelle und Verfälschung durch das Einschwingen.

Zeitzeichenoszillograf

Völlig neue Möglichkeiten des Registrierens von Zeitsignalen gestattet die Verwendung von Oszillografen zum Darstellen von Signalempfängen. Die sichtbare Darstellung des Signaleinsatzes mit allen Einschwingvorgängen erlaubt ein exaktes Festlegen des ersten erkennbaren Punktes des Signals. Die zeitliche Auflösung ist nur eine Frage der Ablenkgeschwindigkeit und kann in dem interessierenden Bereich beliebig gewählt werden. Sinnvoll ist eine Ablenkgeschwindigkeit von etwa 1 ms/cm. Eine Ablesegenauigkeit von 0,1 ms ist damit gegeben. Durch die Einstellung des Senders auf das bestmögliche Bild entfällt die endgültige Einstellung nach dem Gehör. Es ist daher gut möglich, direkt die HF (bei Längstwelle ist es der Träger selbst, bei Kurzwelle wird es die ZF des Empfängers sein) auf dem Oszillografenschirm abzubilden. Atmosphärische und sonstige Störungen, die zeitlich nicht mit dem Signaleinsatz zusammenfallen, beeinflussen die Messungen in keiner Weise. Fehlmessungen durch Registrieren von Störimpulsen sind praktisch nicht möglich. Dadurch können stark gestörte Signale mit gleich hoher Genauigkeit gemessen werden. Zum Teil sind diese stark gestörten Signale auch mit geringerer Genauigkeit mit keiner anderen Signalaufnahmemethode meßbar.

Im zweiten Teil dieser Arbeit wird die Arbeitsweise eines Zeitzeichenoszillografen beschrieben, der im Geodätischen Institut Potsdam entwickelt wurde.

Wechselspannungsstabilisierung mit Zenerdioden

M. KÜHNRICH

Mitteilung aus dem Institut für Elektrotechnik der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt

Zur Stabilisierung niedriger Spannungen, z. B. Röhrenheizspannungen, eignen sich besonders Schaltungen mit Zenerdioden. Außer der einfachen Schaltung zur Konstanthaltung einer Gleichspannung besteht auch die Möglichkeit, mit zwei gleichen gegeneinander geschalteten Zenerdioden, die Amplitude oder auch den Effektivwert einer Wechselspannung konstant zu halten [1] [2]. Die Sinusform der Wechselspannung geht damit zwar verloren, was aber zum Beispiel für eine Röhrenheizung unwesentlich ist, da die Temperatur der Katode einer Röhre nur vom Effektivwert der anliegenden Heizspannung abhängig ist.

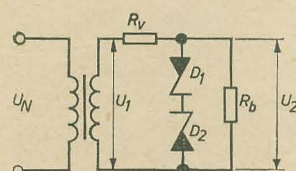


Bild 1: Grundschaltung zur Stabilisierung einer Wechselspannung

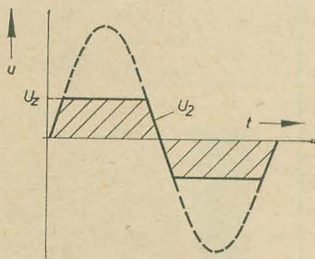


Bild 2: Kurvenform der Ausgangsspannung U_2

Schaltungen

Die einfachste Schaltung zur Stabilisierung einer Wechselspannung zeigt Bild 1.

Nimmt man zur Erklärung an, daß zunächst die positive Halbwelle der Trafowechselspannung U_1 über R_v an den Zenerdioden und damit am Belastungswiderstand R_b anliegt, so ist D_1 in Durchlaßrichtung, D_2 in Zenerrichtung gepolt. Damit kann die Spannung über R_b nur bis zur Zenerspannung von D_2 zuzüglich eines geringen Spannungsabfalls über D_1 ansteigen. Das gleiche gilt natürlich auch für die negative Halbwelle, bei der D_1 in Zenerrichtung und D_2 in Durchlaßrichtung gepolt ist. Man erhält dann für die Ausgangsspannung U_2 etwa eine Kurvenform nach Bild 2.

Die Schaltung nach Bild 1 hat einen Nachteil. Bei Änderung der Spannung U_1 bleibt zwar die Amplitude der Ausgangsspannung nahezu konstant, aber es ändert sich die Dachbreite und damit der Effektivwert der Wechselspannung. Man erreicht deshalb mit dieser Schaltung nur einen Stabilisierungsfaktor $\alpha \approx 2{,}5 \cdots 4$ [1], was für viele Zwecke schon zufriedenstellend ist.

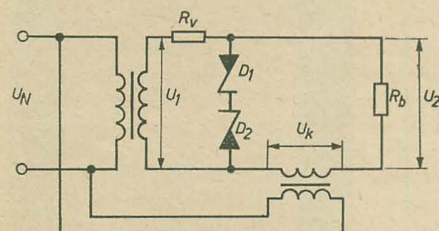
Überlagert man dieser trapezförmigen Ausgangswechselspannung eine kleine sinusförmige Spannung, aber 180° phasengedreht, deren prozentuale Änderung größer ist als die Änderung des Effektivwertes der Trapezspannung bei Schwankung der Netzspannung, so kann bei richtiger Dimensionierung der Effektivwert der Ausgangsspannung über R_b nahezu konstant gehalten werden.

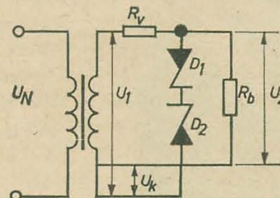
Die Bilder 3a und 3b zeigen die praktischen Ausführungen der Schaltung. Die Gegenspannung wird direkt über einen zusätzlichen Transformator aus dem Netz (Bild 3a) bzw. über einen Abgriff der bereits vorhandenen Sekundärwicklung (Bild 3b) gewonnen. Die Größe der Gegenspannung U_k kann meßtechnisch ermittelt werden, indem man die Änderung des Effektivwertes der Ausgangsspannung U_2 in Schaltung nach Bild 1 z. B. bei ± 10% Netzspannungsschwankung bestimmt.

Die Gegenspannung ergibt sich in erster Näherung zu

$$U_k = U_2 \frac{U_1}{\Delta U_1} \qquad (1)$$

Der Effektivwert der Ausgangsspannung wird dabei etwa um den Betrag der Gegenspannung verkleinert (180°-Phasendrehung). Der dabei entstehende Fehler durch unterschiedliche Kurvenform beider





Bilder 3a und 3b: Schaltung zur Stabilisierung des Effektivwertes einer Wechselspannung

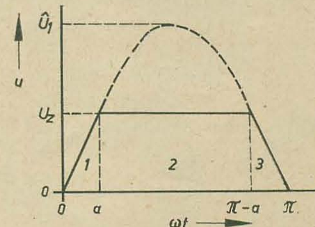


Bild 4: Zerlegung der Kurvenform in 3 Teilabschnitte

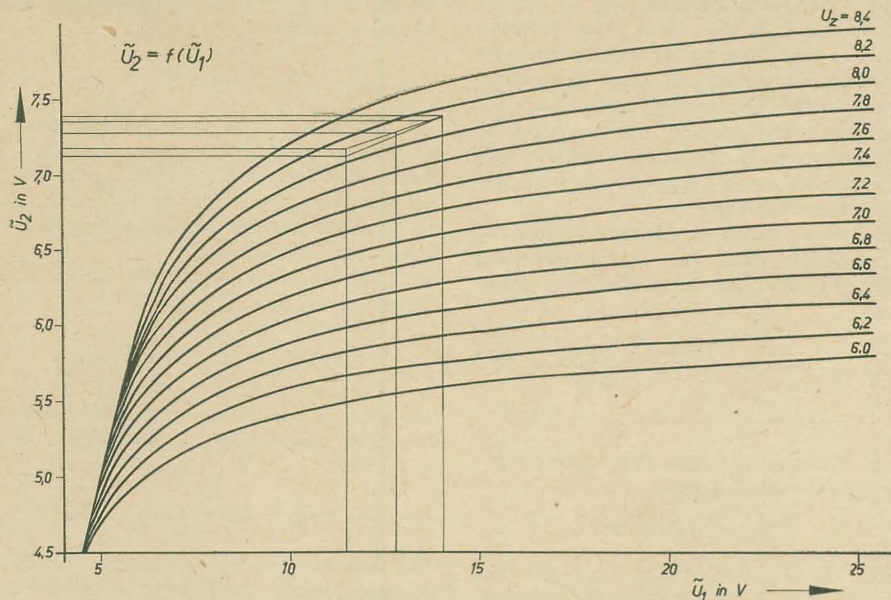


Bild 5: Diagramm zur Ermittlung des Effektivwertes der Ausgangsspannung

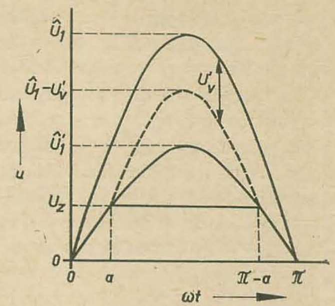


Bild 6: Verhältnisse bei belasteter Schaltung

Spannungen kann vernachlässigt werden.
Die meßtechnische Ermittlung der Gegenspannung hat den Nachteil, daß man zur genauen Messung einen Spannungsmesser benötigt, der tatsächlich den Effektivwert unabhängig von der Kurvenform anzeigt (Effektivwertröhrenvoltmeter). Zur Dimensionierung der Schaltung nach Bild 3a bzw. Bild 3b soll ein anderer Weg beschritten werden.

Schaltungsdimensionierung

Unterteilt man sich die Kurvenform der Ausgangsspannung U_2 der Schaltung nach Bild 1 in drei Teilabschnitte, so läßt sich der Effektivwert der Spannung in Abhängigkeit der Sekundärspannung U_1 und der Zenerspannung U_z zunächst für $R_b \to \infty$ rechnerisch bestimmen.
Die Zenerspannung sei hierbei vorläufig als konstant angesehen.
Für den Effektivwert einer Spannung gilt allgemein

$$\tilde{U}_2 = \sqrt{\frac{u_1^2 + u_2^2 + \ldots + u_n^2}{n}} \qquad (2)$$

Für die Kurvenform nach Bild 4 folgt damit

$$\tilde{U} = \sqrt{\frac{1}{\pi} 2\,\hat{U}_1^2 \int_0^a \sin^2 \omega t \, d\omega t + \int_a^{\pi - a} U_z^2 d\omega t}$$

Aufgelöst und die Grenzen eingesetzt erhält man mit

$$a = \arcsin \frac{U_z}{\hat{U}_1}$$

$$\tilde{U}_2 = \sqrt{\frac{\hat{U}_1^2}{\pi}\left[\arcsin\frac{U_z}{\hat{U}_1} - \frac{1}{2}\sin\left(2\arcsin\frac{U_z}{\hat{U}_1}\right)\right] + \frac{U_z^2}{\pi}\left(\pi - 2\arcsin\frac{U_z}{\hat{U}_1}\right)} \qquad (3)$$

Hierbei ist vorausgesetzt, daß positive und negative Halbwellen der Ausgangsspannung gleich groß sind, d. h., beide Zenerdioden müssen nach Möglichkeit in den Kennlinien genau übereinstimmen.

Setzt man nun in Gl. (3) Zahlenwerte ein, so erhält man eine Schar von Kurven $\tilde{U}_2 = f(\tilde{U}_1)$ mit U_z als Parameter (Bild 5). Bild 5 enthält die Kurven, „Effektivwert der Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Effektivwertes der Trafowechselspannung" für die Zenerspannungen $U_z = 6{,}0;\ 6{,}2 \cdots 8{,}4$ V.
Für Leerlauf der Schaltung ($R_b \to \infty$) läßt sich damit bei bekannter Zenerspannung der Effektivwert der Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Effektivwertes der Trafowechselspannung bzw. die Änderung des Effektivwertes der Ausgangsspannung bei sich ändernder Trafowechselspannung direkt ablesen und nach Gl. (1) die Größe der Gegenspannung U_k bestimmen. Zu beachten ist hierbei, daß, wie schon erwähnt, zur Zenerspannung U_z noch der Spannungsabfall der in Durchlaßrichtung gepolten Diode hinzugezählt werden muß. Die Zenerspannung und der Spannungsabfall in Durchlaßrichtung sind abhängig vom Strom I_z durch beide Dioden.
Der Spitzenwert des Stromes durch die Zenerdioden fließt, wenn der Scheitelwert der Trafowechselspannung wirksam ist.

Es gilt

$$\hat{I}_z = \frac{\hat{U}_1 - U_z}{R_v} \qquad (4)$$

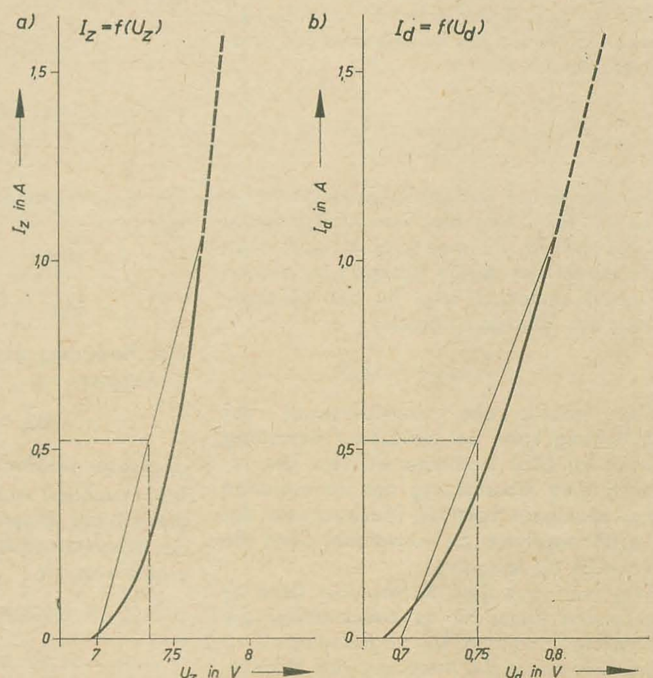
Der maximal zulässige Diodenstrom $\hat{I}_{z\,max}$ läßt sich relativ einfach bestimmen, wenn man annimmt, daß jede Zenerdiode nur während einer halben Periode $(0 - \pi)$ voll belastet wird [1]. Über die ganze Periode $(0 - 2\pi)$ gilt damit für den maximal zulässigen Strom

$$\hat{I}_{z\,max} = \frac{2\sqrt{2}\,P_v}{U_z} \qquad (5)$$

P_v ist die zulässige Verlustleistung.

Tatsächlich fließt der Strom durch die Zenerdiode nur im Intervall a bis $\pi - a$ (s. Bild 4), so daß die zulässige Verlustleistung nicht ganz erreicht wird, was gerechtfertigt ist, wenn man berücksichtigt,

Bilder 7a und 7b: Kennlinien in Zener- und Durchlaßrichtung



daß auch während der zweiten halben Periode der gleiche Strom durch die in Durchlaßrichtung gepolte Diode fließt.
Etwas anders verhält es sich bei der belasteten Schaltung. Der zusätzliche, durch den Vorwiderstand R_v fließende Belastungsstrom I_2 setzt die wirksame Trafowechselspannung auf den Wert U_1' herab. Der Innenwiderstand der Sekundärwicklung des Transformators soll vernachlässigt werden.

Es ist dann

$$U_1' = U_1 \frac{R_b}{R_b + R_v} \qquad (6)$$

Der maximale Strom $\hat{I}_z$ durch die Zenerdiode bestimmt sich dann zu

$$\hat{I}_z = \frac{\hat{U}_1 - (U_z + U_v')}{R_v} \qquad (7a)$$

Mit

$$U_v' = U_z \frac{R_v}{R_b}$$

erhält man

$$\hat{I}_z = \frac{\hat{U}_1 - U_z (1 + R_v/R_b)}{R_v} \qquad (7b)$$

Beispiel

Im nun folgenden Beispiel soll zur Erläuterung eine Heizspannungsstabilisierung (Bild 3b) für eine Verstärkerröhre EF 80 [3] mit Hilfe des Kurvenblattes (Bild 5) dimensioniert werden.
Zur Stabilisierung sollen zwei ausgesuchte Siliziumzenerdioden des Typs SZ 506 verwendet werden. Die Kennlinien in Zener- und Durchlaßrichtung zeigen die Bilder 7a und 7b. Als maximal zulässige Verlustleistung bei Dauerbetrieb gibt der Hersteller für diese Zenerdiode $P_v = 5$ W an.
Mit einer mittleren Zenerspannung von $U_z' = 7{,}5$ V, zusätzlich einer mittleren Durchlaßspannung $U_d = 0{,}75$ V (aus Bild 7a bzw Bild 7b) erhält man für den maximal zulässigen Scheitelwert des Stromes nach Gl. (5)

$$\hat{I}_{z\,max} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 5}{8{,}25} = 1{,}71 \text{ A}$$

Mit der dabei wirksamen Zenerspannung $U_z' \approx 7{,}85$ V und der Durchlaßspannung $U_d \approx 0{,}84$ V, die man erhält, wenn man die Kennlinien durch Geraden im oberen Bereich annähert, folgt für den Scheitelwert des Stromes korrigiert:

$$\hat{I}_{z\,max} \approx 1{,}63 \text{ A}$$

Der erforderliche Vorwiderstand der Schaltung kann bei bekannter Belastung nach Gl. (7b) bestimmt werden. Um jedoch eine Überlastung der Zenerdioden bei etwaigem Leerlauf (Auswechseln der Verstärkerröhre) zu vermeiden, wird R_v nach Gl. (4) festgelegt.
Wie man aus dem Kurvenblatt (Bild 5) erkennen kann, ist es zweckmäßig, die Eingangsspannung U_1 möglichst groß zu wählen, damit die Änderung des Effektivwertes der Ausgangsspannung U_2 nahezu linear verläuft und eine gute Kompensation mit Hilfe einer netzspannungsabhängigen Gegenspannung U_k gewährleistet wird. Gleichzeitig ist für hohe Eingangswechselspannung die erforderliche Gegenspannung klein, wodurch der Effektivwert der Ausgangsspannung genügend groß bleibt.
Mit einer Nenn-Transformatorspannung $U_1 = 22{,}5$ V und mit Berücksichtigung von ($\pm$) 10% Spannungsänderung erhält man

$$R_v = \frac{\hat{U}_1 - U_z}{\hat{I}_{z\,max}} = \frac{(22{,}5 - 2{,}25)\sqrt{2} - 8{,}69}{1{,}63} = 15{,}5\,\Omega$$

Gewählt wird mit Rücksicht auf vorhandene Widerstandswerte

$$R_v = 16\,\Omega/15\text{ W}$$

Nach Gl. (7b) ergibt sich dann für den Spitzenstrom $\hat{I}_z$ bei Belastung der Schaltung mit dem Widerstand des Röhrenheizfadens $R_H = R_b = 21\,\Omega$ und Nennspannung

$$\hat{I}_z = \frac{22{,}5 \cdot \sqrt{2} - 8{,}25\left(1 + \frac{16}{21}\right)}{16} = 1{,}08 \text{ A}$$

Dieser Spitzenwert $\hat{I}_z$ muß ebenfalls noch korrigiert werden. Es ergibt sich mit

$U_z' \approx 7{,}7$ V und $U_d \approx 0{,}8025$ V

$$\hat{I}_z = 1{,}05 \text{ A}$$

und damit für die Mittelwerte der Zener- und Durchlaßspannung

$$U_z' \approx 7{,}35 \text{ V}$$

$$U_d \approx 0{,}75 \text{ V}$$

bzw.

$$U_z = U_z' + U_d \approx 8{,}1 \text{ V}$$

Für den Effektivwert U_2' der Ausgangsspannung bei Nennspannung $\tilde{U}_{10}$ erhält man mit Gl. (6)

$$U_{10}' = 22{,}5 \frac{21}{21 + 16} = 12{,}8 \text{ V}$$

aus Bild 5 folgt damit

$$\tilde{U}_2' \approx 7{,}3 \text{ V}$$

Für $\pm$ 10% Änderung der Spannung U_1 kann mit

$$\tilde{U}_{11}' = 11{,}5 \text{ V}$$

$$\tilde{U}_{12}' = 14{,}05 \text{ V}$$

eine Änderung des Effektivwertes aus dem Kurvenblatt von

$$\Delta\tilde{U}_2 \approx 0{,}2 \text{ V}$$

abgelesen werden.
Berücksichtigt man nun noch, daß sich die mittlere Zenerspannung ebenfalls mit der Transformatorspannung U_1 ändert, so erhält man mit

$$\hat{I}_{z1} = 0{,}905 \text{ A} \rightarrow U_{z1} \approx 8{,}04 \text{ V}$$

und

$$\hat{I}_{z2} = 1{,}25 \text{ A} \rightarrow U_{z2} \approx 8{,}13 \text{ V}$$

für die Änderung des Effektivwertes der Ausgangsspannung

$$\Delta U_z \approx 0{,}275 \text{ V}$$

Die mittleren Zener- und Durchlaßspannungen wurden näherungsweise bestimmt, indem die Kennlinien jeweils durch Geraden ersetzt sind. Eine Kontrollmessung am Versuchsaufbau bestätigt die Richtigkeit des Ergebnisses.
Nach Gl. (1) folgt nun für die Größe der Gegenspannung

$$U_k = 0{,}275 \frac{22{,}5}{4{,}50} = 1{,}375 \text{ V}$$

Die tatsächliche Ausgangsspannung wird damit um die Größe U_k vermindert. Es ergibt sich:

$$U_2 \approx U_2' - U_k = 7{,}3 - 1{,}375 = 5{,}925 \text{ V}$$

Läßt man für die Röhrenheizung Abweichungen bis zu $\pm$ 10% zu (Herstellerangaben), so liegt damit die Heizspannung innerhalb der zulässigen Grenzen.
Am Versuchsaufbau konnte bei einer Netzspannungsänderung von $\pm$ 10% mit einem effektivwertanzeigenden Voltmeter eine Änderung der Ausgangsspannung von

$$\Delta\tilde{U}_2 \approx \pm 5 \text{ mV}$$

ermittelt werden, d. h., es trat eine leichte Überkompensation auf, was auf eine etwas zu große Gegenspannung $U_k \approx 1{,}5$ V zurückzuführen war.
Als Ausgangsspannung am Belastungswiderstand (Heizfaden der Röhre EF 80) wurde gemessen

$$U_2 = 5{,}9 \text{ V}$$

Der Stabilisierungsfaktor beträgt damit

$$\alpha = \frac{\Delta U_1/U_{10}}{\Delta U_2/U_2} = \frac{0{,}2}{1{,}7 \cdot 10^{-3}} \approx 120$$

Zusammenfassung

Der Beitrag zeigt eine grafisch rechnerische Methode zur Dimensionierung einer Stabilisierungsschaltung zum Konstanthalten des Effektivwertes einer Wechselspannung, z. B. Röhrenheizspannung, wobei die Kurvenform der Ausgangsspannung ohne Bedeutung ist. Die Anwendung dieser Methode wird anhand eines Beispiels verdeutlicht.
Bei der Dimensionierung richtet sich die Aufmerksamkeit auf möglichst gute Konstanz des Effektivwertes der Ausgangsspannung, der Wirkungsgrad der Schaltung bleibt unberücksichtigt.

Literatur

[1] Richter: Heizspannungsstabilisierung mit Zenerdioden. radio und fernsehen 11 (1962), H. 6, S. 175–176

[2] Belter: Schaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 12 (1963), H. 2, S. 48–51

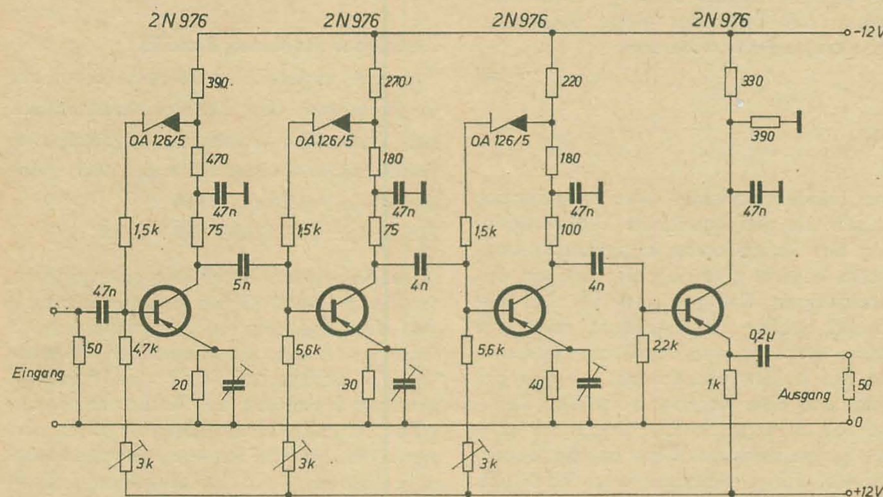
[3] Kühnrich: Stabilisiertes Netzgerät. Diplomarbeit am Institut für Elektrotechnik der TH Karl-Marx-Stadt, 1965

Transistorverstärker für ns-Impulse

Telefunken-Zeitung Jg. 36 (1963) Heft 3/4

Mit modernen UHF-Transistoren ist es auf Grund des größeren Produktes aus Verstärkung und Bandbreite möglich, von der bisher üblichen Kettenschaltung für Breitbandverstärker abzugehen und die Stufen in gewohnter Weise mit RC-Kopplung hintereinander zu schalten. Der beschriebene Verstärker besitzt eine Anstiegszeit von 2,5 ns und eine Verstärkung von 20 dB. Dauer und Abstand der zu verstärkenden steilen Impulse sind in weiten Grenzen variabel. Nach einer Abschätzung von Bandbreite und Stufenzahl wird die starke Frequenzabhängigkeit der Steilheit bei Transistoren betrachtet, weil der Steigerung der Bandbreite dadurch Grenzen gesetzt sind. An einigen Ortskurven wird der Einfluß einer geeigneten Emitterkombination auf den Steilheitsverlauf gezeigt.

Durch diese Gegenkopplung sinkt der Eingangsleitwert bei niedrigen Frequenzen. Gleichzeitig ermöglicht sie jedoch eine Ausgangsspannung von 1 V am Nennabschlußwiderstand von 50 Ω. Die gewählte Emitterkombination erfordert eine Stabilisierung des Arbeitspunktes. Dazu wird mit dem Basisspannungsteiler eine Zenerdiode in Reihe geschaltet, die an einer Anzapfung des Kollektorvorwiderstandes liegt. -er

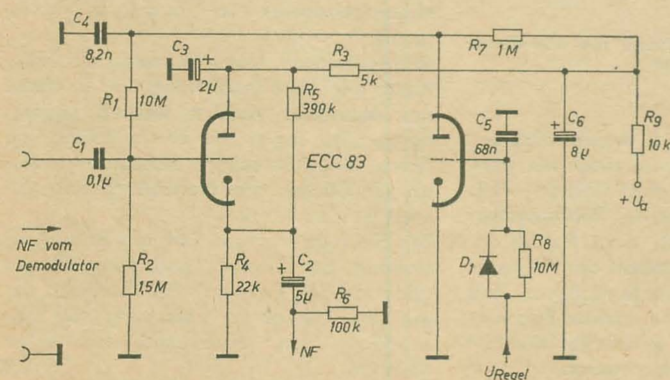


Breitbandverstärker

Elektronische Stillabstimmung

Grundig, Technische Informationen, Januar 1964

In Rundfunkgeräten der Spitzenklasse ist häufig ein sehr hoher Bedienungskomfort enthalten. Bei Empfängern, die im HF-ZF-Teil großzügig dimensioniert sind, stört bei der Sendersuche oft das starke UKW-Rauschen zwischen den einzelnen Stationen. Es sind schon viele Schaltungen bekannt geworden, mit denen dieses Rauschen unterdrückt werden sollte. Sie entsprechen jedoch oft nicht den gestellten Qualitätsanforderungen. Die im Bild gezeigte Anordnung ist dagegen sehr klirrarm, benötigt aber zwei Triodensysteme, die einmal als Katodenverstärker und das



Schaltung der Stillabstimmung

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Wir stellen Ihnen heute zwei Neuerscheinungen vor, die im I. Quartal 1966 erscheinen werden.

Reinhold Paul

Transistormeßtechnik

etwa 260 Seiten, 222 Bilder, 8 Tafeln, Kunstleder etwa 24,– MDN

In dem Maße, wie sich der Transistor einen festen und – vom heutigen Standpunkt aus beurteilt – durchaus beachtlichen Platz in der Elektronik sichern konnte, wuchs die Notwendigkeit, seine Eigenschaften immer mehr und aussagekräftiger auf meßtechnischem Wege erfassen zu können. Dieses starke Eindringen der Meßtechnik in die Transistorentwicklung und -applikation hat im Laufe der Jahre zu einer fortwährenden Anpassung und Erweiterung allgemeiner, in der Schwachstromtechnik üblicher Meßverfahren an die jeweils erreichten Eigenschaften des Transistors geführt. Heute kann man mit gewisser Berechtigung von einer „Transistormeßtechnik" sprechen. Man versteht darunter Meßverfahren zur Bestimmung der statischen, dynamischen, Impuls-, Rausch- und thermischen Eigenschaften des Transistors.

Dieser Problemkreis kommt nach einer Zusammenstellung der üblichen Kenngrößen sowie einiger allgemeiner meßtechnischer Gesichtspunkte unter Beachtung des derzeitigen internationalen Vorschriftenwerkes in der vorliegenden Abhandlung zur Sprache. Vom Schwierigkeitsgrad und meßtechnischen Aufwand her gesehen sind die Messungen statischer Kennwerte – hierunter werden die wesentlichen Größen des Kennlinienfeldes verstanden – am einfachsten durchführbar, im Gegensatz zur Messung dynamischer Kennwerte, denen ihrer Wichtigkeit entsprechend ein besonders großer Abschnitt vorbehalten ist. Die Messungen des Impulsverhaltens erstrecken sich durchweg auf die Schaltzeiten und Ladungssteuerparameter. Da die meisten Überlastungen des Transistors thermischer Natur sind, kommt der Bestimmung der Sperrschichttemperatur oder des thermischen Widerstandes – für dynamische Beanspruchung auch der thermischen Zeitkonstanten – eine besondere Bedeutung zu. Abschließend wird die Rauschzahlmessung vor allem im Hinblick auf ihre Auswertung behandelt.

Mit diesem Buch soll das für eine zweckmäßige Applikation notwendige meßtechnische Rüstzeug vermittelt werden. Allerdings gestattet es die Fülle der zur Zeit existierenden Meßmethoden nicht, mehr als das Grundsätzliche, zum Verständnis des Prinzips und der Meßauswertung Notwendige niederzulegen. Die so zwangsläufig gebotene Beschränkung kam dem methodischen Aufbau des Stoffgebietes zugute, der wohl besonders von den in der speziellen Transistormeßtechnik etwas ungeübteren Anwendern und den Lernenden überhaupt geschätzt werden wird.

Rolf Wahl

Elektronik für Elektromechaniker

Ein Handbuch

etwa 380 Seiten, 298 Bilder, 31 Tafeln, Plasteinband etwa 15,– MDN

Für die Montage, Inbetriebnahme, Wartung und Reparatur moderner elektronischer Büromaschinen, Rechen- und Datenverarbeitungsanlagen sowie Geräte und Anlagen, die mit Hilfe der „Industriellen Elektronik" arbeiten, werden immer mehr Facharbeiter benötigt. Dieses Nachschlagewerk vermittelt dem auf dem Gebiet der Elektronik tätigen Elektromechaniker das notwendige Wissen. Von den mathematischen und elektronischen Grundlagen über die Bauelemente bis zu deren Anwendungen in Schaltungen und Anlagen reicht die Thematik. Eine klare Sprache und zahlreiche Bilder fördern das Verständnis.

Ihre Redaktion

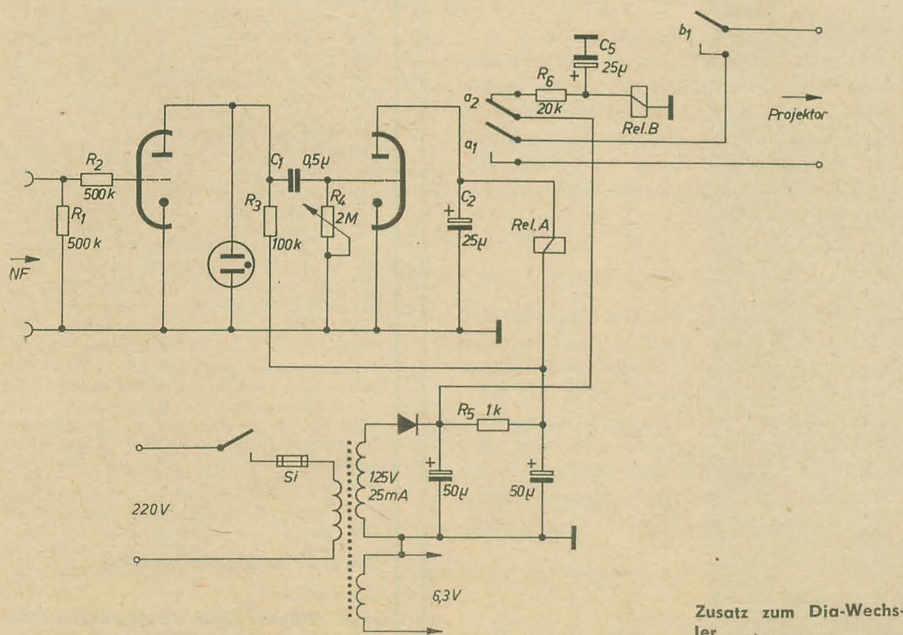
andere Mal als Steuerröhre arbeiten. Die Niederfrequenz wird dem Katodenverstärker über C_1 zugeführt und an C_2 abgenommen. Die Impedanzwandlung in dieser Stufe macht die NF-Leitung unempfindlich gegen Brummeinstreuungen. Der Arbeitspunkt des Impedanzwandlers ist mit den Widerstandskombinationen R_1/R_2 und $R_3/R_4/R_5$ so gewählt, daß das Triodensystem vollständig gesperrt ist, solange an das Gitter der Steuerröhre keine Regelspannung angelegt wird. Durch das Steuersystem fließt ein großer Anodenstrom. Dadurch liegt über dem hochohmigen Teiler R_1/R_2 nur eine geringe Spannung. Wird nun an das Gitter der Steuerröhre eine Regelspannung im Bereich von 0,5 V bis 11 V angelegt, so sperrt die Röhre immer mehr, bis an der Anode und damit am Teiler R_1/R_2 fast die volle Betriebsspannung anliegt. Dabei verschiebt sich der Arbeitspunkt des Katodenverstärkers in den vorgesehenen Bereich, und an C_2 kann die NF abgenommen werden. Die Regelspannung wird dem Steuersystem über eine RC-Kombination zugeführt. Dadurch wird das System allmählich gesperrt, weil sich C_5 erst über R_8 aufladen muß. Die Siliziumdiode D_1 ist in Sperrichtung betrieben. Sinkt dagegen die Regelspannung durch Wegdrehen vom Sender, entlädt sich C_5 schnell über die nunmehr geöffnete Diode D_1. Durch diesen geringen Mehraufwand steigt die Lautstärke langsam an, sobald auf einen Sender abgestimmt wird, während die NF-Spannung beim Weiterdrehen sehr schnell abfällt. Die notwendige Regelspannung kann einstellbar vom Gitter der letzten Begrenzerröhre abgenommen werden.

-er

Automatischer Dia-Wechsler

Radio Electronics Juni 1964

Moderne Projektoren für Dias (z. B. Aspektar) besitzen eine Zusatzeinrichtung, die bei kurzzeitigem Schließen eines Kontaktes das nächste Bild selbsttätig einschieben. Der Vortragende braucht dann bei jedem Bildwechsel nur einen Klingelknopf zu drücken. Für derartige Geräte ist die im Bild gezeigte Schaltung geeignet. Damit läßt sich die eine niederfrequente Wechselspannung an, wird sie gleichgerichtet. Die Veränderung des Ruhestromes im linken Röhrensystem bewirkt eine negative Ladung des gitterseitigen Belages von C_1. Bei genügend großer NF-Amplitude wird das rechte Röhrensystem dadurch gesperrt, und Rel A fällt ab. Kontakt a_1 wird geöffnet und über Kontakt a_2 werden R_6, C_5 und Rel B angeschaltet. Damit ist Kontakt b_1 geschlossen. Dies ist die Bereitschaftsstellung während des Vortrages.



Zusatz zum Dia-Wechsler

Bedienung noch weiter vereinfachen, verlangt allerdings vom Vortragenden die Einhaltung einer gewissen Sprechdisziplin. Denn dieses Gerät reagiert auf Sprechpausen, deren Dauer wählbar ist. An aktiven Bauelementen sind nur eine Doppeltriode ECC 81 oder ECC 82 und zwei Relais notwendig. Die Gittervorspannung für beide Röhrensysteme wird durch den Anlaufstrom gewonnen. Liegt

Tritt nun eine Pause ein, entlädt sich der Koppelkondensator C_1 in einer mit dem Regelwiderstand R_4 einstellbaren Zeit. Sobald durch das rechte Röhrensystem genügend Strom fließt, zieht Rel A an. In diesem Augenblick erhält der Projektor über die geschlossenen Kontakte a_1 und b_1 einen Impuls, der das nächste Bild einschieben läßt. Relais B arbeitet nämlich mit Abfallverzögerung, deren Dauer durch die Kapazität C_5 und den ohmschen Wicklungswiderstand (5 kΩ) bestimmt wird. Setzen die Erläuterungen wieder ein, so schaltet sich erneut die Bereitschaftsstellung ein. Voraussetzung für das einwandfreie Arbeiten dieser Anordnung ist selbstverständlich, daß die Erläuterungen über eine Verstärkeranlage mit einem Mikrofon oder vom Tonband erfolgen.

-er

Fachbücher

Festkörper-Probleme, Band III

Zugleich Halbleiter-Probleme, Band IX, in Referaten des Halbleiterausschusses des Verbandes Deutscher physikalischer Gesellschaften, Bad Pyrmont 1963, Akademie-Verlag, Berlin, 1964

256 Seiten, 201 Bilder, 48,– MDN

Im vorliegenden Band der obengenannten Buchreihe sind die zusammenfassenden Vorträge, die auf der gemeinsamen Tagung der Nordwestdeutschen Physikalischen Gesellschaft und des Fachausschusses Halbleiter des Verbandes Deutscher Physikalischer Gesellschaften im April 1963 in Bad Pyrmont gehalten wurden, veröffentlicht. Im einzelnen enthält der Band die nachfolgend aufgeführten Vorträge:

H. W. Streitwolf, Methoden zur Berechnung des Energiespektrums von Elektronen in Halbleitern;

G. Harbeke, Neue Ergebnisse zur Bandstruktur von Halbleitern aus optischen Messungen;

O. Madelung, Die physikalischen Eigenschaften der III-V-Verbindungen;

H. U. Harten, Die Grenzfläche Halbleiter-Elektrolyt;

G. Heiland, Elektronische Zustände und freie Valenzen an Halbleiteroberflächen;

P. Haasen, Versetzungen und Plastizität von Germanium und InSb;

A. Goetzberger, Avalanche Breakdown in Silicon;

W. Klemm, Untersuchungen an Halbmetallen und die Radien ihrer einfach negativ geladenen Ionen.

Es ist zu begrüßen, daß der Akademie-Verlag sich die Mühe gemacht hat, diese wertvollen und wichtigen Beiträge zur Halbleitertechnik in Buchform vorzulegen.

Wünschenswert wäre es, wenn der Zeitraum der Veröffentlichung im Interesse der Aktualität verkürzt werden könnte; man sollte sogar die Frage prüfen, ob durch eine einfachere Ausstattung derartiger Bücher die Herstellungszeit verkürzt werden kann.

Die Beiträge wenden sich, der Aufgabenstellung der Tagung entsprechend, vor allem an den Physiker und Chemiker, der auf dem Gebiet der Forschung und Entwicklung von Halbleiterbauelementen tätig ist.

Pulvers

BEIER

RÖHRENTASCHENBUCH

Band I, 10. Auflage, 656 Seiten,
etwa 2000 Abbildungen, Halbleinen 11,80 MDN

Ein seit Jahren bewährtes Nachschlagewerk. Es enthält die Daten der wichtigsten Sende-, Empfangs- und Gleichrichterröhren sowie die der Thyratrons des Weltmarktes.
Die sinnvolle Anordnung der Sockelschaltung jeder Röhre unmittelbar neben den entsprechenden Daten erleichtert die Arbeit mit diesem Buch.

Bestellungen nimmt jede Buchhandlung entgegen. Gegebenenfalls vermittelt der Verlag Bezugsnachweise.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Verkaufe **Zweistrahl-Oszillograph** Typ OG 2-36
neuwertig 8082,— MDN, für etwa 5000,— MDN

Fernbeobachter-Anlage, ähnlich FBA 1, mit Weitwinkelobjektiv, anschließbar an jedes FS-Gerät, 4000,— MDN

LC-Messer Typ LCM 1, neuw. 1380,- MDN, für 800,- MDN

M. Rokol, 1034 Berlin, T lefon 531692

Prospektmaterial
über die Literatur des
VEB
VERLAG TECHNIK
fordern Sie bitte
bei Ihrem Buchhändler an

Biete zum Verkauf:
Röhren SRS 4451 (neu) 60,-MDN
SRS 4452 (neu) 40,-MDN
RL 12 P 35 (neu, gebraucht) 10/15
DL 193, DF 191, DK 192 a-6, 6 L 6, 6 H 6, 6 AC 7, 6 SK 7, 6 AG 7, 6 V 6 à 5,— MDN PL 84 à 5,- MDN
Quarz 7 MHz 20,- MDN

G. Herfert, 801 Dresden
O.-Rentzsch-Straße 10

Zwischen den Kontakten bildet sich ein feiner Schutzfilm aus

Spezial-Wellenschalteröl

Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Kondensator-Mikrofone

in Studioqualität für alle Verwendungszwecke

Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen

Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.

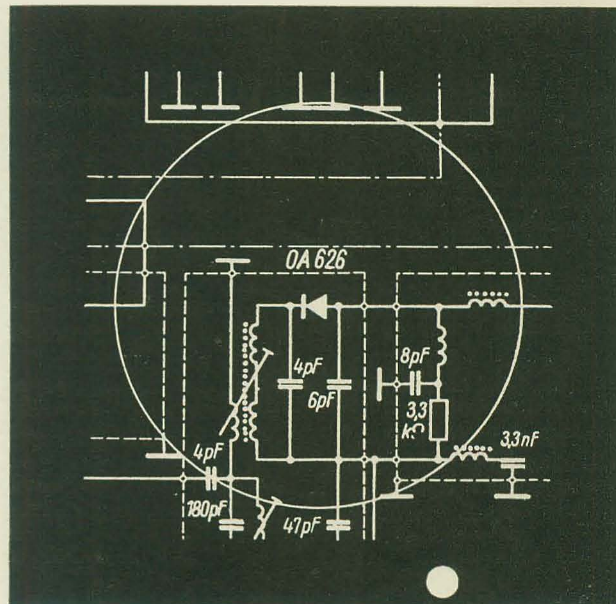
NEU im Vertriebsprogramm:

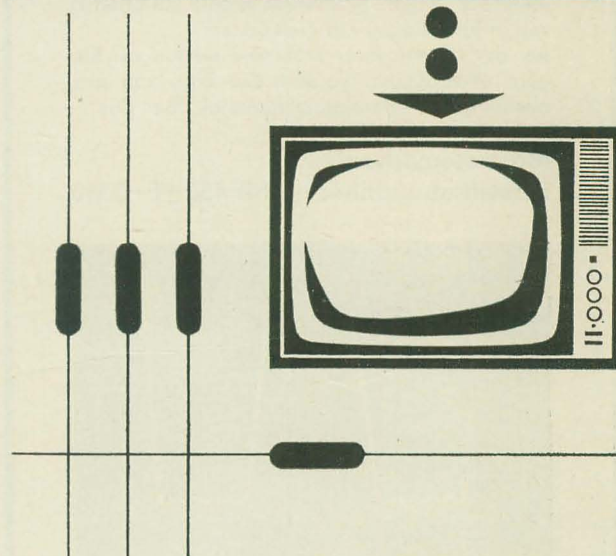
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V

mit eingebautem Transistor-Verstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Verstärker kurzfristig eingebaut werden.



GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185





ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Eine der gebräuchlichsten Halbleiter-Bauelemente-Gruppen ist die Gruppe der Universaldioden für Frequenzen unter 300 MHz.
Zu dieser Diodengruppe liefern wir folgende Typen:
OA 625, OA 645, OA 665, OA 685, OA 720, OA 721.
Bei Anfragen vermerken Sie bitte die Nummer 10–65



electronic

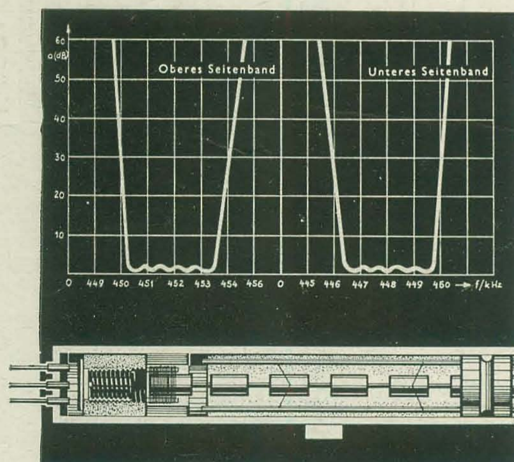
VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
116 BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE
OSTENDSTRASSE 1-5 · FERNRUF: 632741



Optimale Bandausnutzung und Übertragungsgüte

Der ständig wachsende Informationsaustausch erfordert die weitgehende Auslastung der einzelnen Frequenzbänder. Daraus ergeben sich für die verantwortlichen Entwicklungsingenieure in der ESB-Technik wichtige Probleme, so zum Beispiel im Hinblick auf die Selektionseigenschaften, Zuverlässigkeit und die Arbeitsfähigkeit des Gerätes auch unter schwierigen Bedingungen. Bei der Konstruktion hochwertiger Geräte sollten Sie deshalb unser magnetomechanisches Einseitenbandfilter in Ihre Überlegungen einbeziehen. Seine Vorteile: große mechanische Festigkeit, günstige Selektionseigenschaften, geringe Temperaturabhängigkeit der Kennwerte. Die Einsatzmöglichkeit dieses zuverlässigen Bauelements besteht in Röhrenschaltungen ebenso wie in Verbindung mit Transistoren.
Bei der Lösung Ihrer Probleme wollen wir Sie gern unterstützen. Fordern Sie bitte von uns ausführliches Informationsmaterial über das

Magnetomechanische Einseitenbandfilter Typ MF 450 ± E–0310





electronic vereinigt Fortschritt und Güte

Verwenden Sie dabei bitte den Kupon dieser Anzeige

KUPON

WBN TELTOW

Ernst-Thälmann-Str. 10, Abteilung 11, Werbung

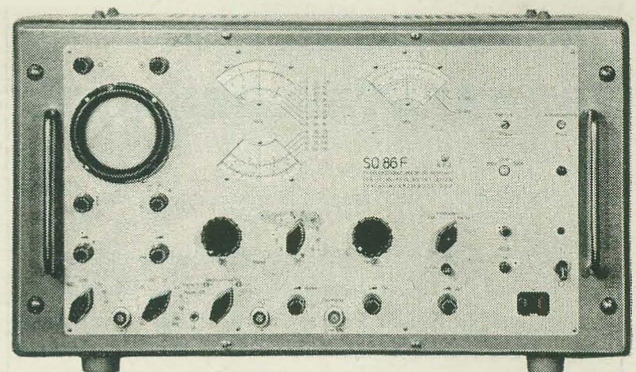
Bitte übersenden Sie uns/mir Informationsmaterial über das Einseitenbandfilter Typ MF 450 ± E – 0310

Bemerkungen ____________________

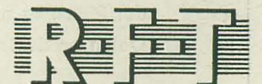
Name ____________ Abteilung ____________

Betrieb ____________________

Adresse ____________________



Rationeller Fernseh-Service mit



TV-Selektograf SO 86 F1

Ein kompletter Meßplatz für den Fernsehservice in einem Gerät vereint. Zukunftssicher, da auch für Band IV und V geeignet.

BESONDERE VORTEILE:

Wobbelgenerator	5 ··· 310 MHz und 470 ··· 810 MHz
Frequenzmarkengeber	5 ··· 230 MHz ± 1%
Quarzgenerator	5,5 MHz
Sichtteil	vollständiger Oszillograf mit eigenem Kippteil und empfindlichem Vertikalverstärker mit großer Bandbreite
Tongenerator	400 Hz

Sofort lieferbar durch das für Sie zuständige Versorgungskontor für Maschinenbau-Erzeugnisse, Fachgebiet Elektrische Meßgeräte, in

102 Berlin, Gertraudenstraße 10–12
8021 Dresden, Bärensteiner Straße 23–25
701 Leipzig, Petersstraße 16

VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim